

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉVALUATION DE LA VENTILATION PULMONAIRE PAR TOMOGRAPHIE
D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

HERVÉ GAGNON
INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE BIOMÉDICAL)
NOVEMBRE 2003



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 0-612-89225-5

Our file Notre référence

ISBN: 0-612-89225-5

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

ÉVALUATION DE LA VENTILATION PULMONAIRE PAR TOMOGRAPHIE
D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

présentée par: GAGNON Hervé

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiæ Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. SAVARD Pierre, Ph.D., président

M. GUARDO Robert, Ph.D., membre et directeur de recherche

Mme CHERIET Farida, Ph.D., membre

M. MONGRAIN Rosaire, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de recherche, le Dr Robert Guardo, pour sa très grande disponibilité et ses judicieux conseils. Je tiens également à remercier Gaétan Décarie, pour la réalisation des circuits imprimés, et Denis Guérette, pour la réalisation du fantôme de résistances. Je remercie aussi Diane Giroux, pour son aide dans tous les aspects administratifs, Johanne Raymond, pour ses précisions sur la grammaire et l'orthographe, et Claude Turcotte, pour l'administration du réseau informatique. Je remercie enfin le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG), le Fonds québécois pour la formation de chercheurs et l'aide à la recherche (FCAR) et la Fondation de Polytechnique pour leur soutien financier.

Durant mes études de doctorat, j'ai côtoyé plusieurs étudiants et étudiantes au laboratoire. Certains étaient déjà présents lorsque j'ai commencé, d'autres sont arrivés en cours de route et ont terminé leurs études tandis que d'autres les poursuivent toujours. J'aimerais tous les remercier pour leur amitié et pour avoir rendu l'atmosphère du laboratoire si agréable. Sans vouloir tous les nommer, je me dois de remercier spécialement deux étudiants qui ont travaillé aussi sur la tomographie d'impédance électrique durant plus de trois ans pendant mon doctorat : Nicolas Coulombe et Nicolas Robitaille.

J'aimerais enfin remercier ma famille pour son soutien et plus particulièrement mon père, physicien de formation, pour son aide précieuse à la révision du texte de cette thèse.

RÉSUMÉ

Les patients dont la ventilation est insuffisante, inexistante ou inefficace doivent être placés sous ventilation mécanique. Cette dernière nécessite l'ajustement de plusieurs paramètres comme la pression, le volume, la fréquence respiratoire et la teneur en oxygène du mélange gazeux. Leurs valeurs sont ajustées en fonction du gabarit et de la condition du patient et sont continuellement révisées selon l'évolution de la situation. Ces ajustements doivent être effectués de manière à assurer une saturation en oxygène suffisante sans utiliser des valeurs de pression, de volume ou de teneur en oxygène trop élevées pour éviter des complications. Le clinicien responsable de superviser le patient ventilé mécaniquement à son chevet ne dispose que de très peu d'informations : la saturation en oxygène indiquée par un oxymètre et les données spirométriques fournies par le ventilateur. Il peut sporadiquement relever les paramètres sanguins ou effectuer une radiographie, mais il compte principalement sur son expérience clinique et son jugement pour ajuster le ventilateur. Dans ce contexte, une méthode permettant d'obtenir des images de la distribution régionale de la ventilation pulmonaire au chevet du patient, en temps réel et sans danger, serait certes la bienvenue car elle permettrait d'optimiser la ventilation pour qu'elle soit efficace tout en réduisant les risques de complications. Une technique semble très prometteuse pour répondre à toutes ces attentes : la tomographie d'impédance électrique (TIE).

La TIE est une technique qui permet d'obtenir des images de la distribution de conductivité électrique du thorax. La ventilation est un phénomène cyclique caractérisé par des échanges d'air entre les poumons et le milieu ambiant. L'air étant un isolant, son entrée dans les poumons provoque une diminution locale de la conductivité du thorax alors que sa sortie engendre l'effet contraire. Il est donc possible d'observer la ventilation dans les images de conductivité produites par

TIE.

Pour obtenir ces images, on place d'abord seize électrodes autoadhésives à la hauteur de la région du thorax qu'on désire observer. On applique ensuite un courant sinusoïdal de faible amplitude par une paire d'électrodes et on mesure simultanément la différence de potentiel sur toutes les paires d'électrodes non utilisées pour appliquer le courant. Ce processus est répété en utilisant une autre paire d'électrodes pour appliquer le courant jusqu'à ce que toutes les combinaisons indépendantes possibles aient été effectuées. Ces mesures de potentiel sont ensuite transformées en image de conductivité en résolvant les équations de Maxwell en utilisant un modèle composé d'éléments finis et une méthode d'optimisation mathématique.

Un système de TIE appelé *TIE4* existait déjà mais il n'était pas suffisamment performant et convivial pour permettre l'application décrite plus haut et sa capacité à évaluer la distribution régionale de la ventilation n'avait jamais été évaluée. Les objectifs de cette thèse sont donc les suivants : 1) améliorer les performances et la convivialité du système de TIE existant à tous les niveaux et 2) développer des méthodes pour estimer les performances du système au moyen de fantômes et de validations *in vivo*.

Pour atteindre ces objectifs, tous les aspects d'un système de TIE ont été réévalués. L'amélioration des performances et de la convivialité a nécessité des développements importants et des contributions originales à l'appareil de mesure, à l'interface graphique et à l'algorithme de reconstruction. L'estimation des performances du système a nécessité le développement de fantômes et la réalisation d'expériences *in vivo*.

Les électrodes actives de l'appareil de TIE original comportaient des problèmes importants de réjection du mode commun à cause de l'utilisation d'une simple connexion à la masse comme puits de courant plutôt qu'un vrai puits de courant

actif. Un autre problème était l'impossibilité d'utiliser cet appareil sur des patients alités. Deux générations d'électrodes actives ont donc été développées pour régler ces deux problèmes. La dernière génération d'électrodes actives fournit des mesures dont la précision est en moyenne de 99.76 % par rapport à 89 % pour la première génération. Le rapport signal sur bruit est cependant passé de 63.18 dB à 61.74 dB. La cause probable de cette diminution est l'allongement des fils qui relient les électrodes actives aux électrodes autoadhésives par rapport à la première génération.

Une méthode générale pour obtenir un fantôme composé de résistances représentant un milieu dont la distribution de conductivité et la forme sont arbitraires a été développée. Un fantôme représentant un milieu de forme circulaire et dont la distribution de conductivité est homogène a été réalisé en utilisant cette méthode. Il a été démontré que plus la tolérance des résistances utilisées pour construire un fantôme est grande, plus sa capacité à évaluer la précision d'un système de TIE est limitée. Comparé aux fantômes décrits dans la littérature, le nouveau fantôme est celui qui présente la distribution de conductivité la plus réaliste par rapport à un milieu circulaire dont la conductivité est homogène.

Une architecture de programmation appelée MEMTA a été développée. Elle permet d'exploiter au maximum les ressources d'un PC moderne par l'utilisation implicite de plusieurs processus légers et la gestion optimale des cycles de CPU. De plus, elle est modulaire et permet ainsi facilement le remplacement ou l'expansion de ses fonctionnalités. Son utilisation a permis le développement d'une interface graphique simple mais très efficace et est en grande partie responsable du fait que le système fonctionne maintenant en temps réel. Le passage d'une génération d'appareil de TIE à une autre est également grandement simplifié puisqu'il suffit de réécrire le code correspondant à une couche d'abstraction du matériel.

Afin de permettre le fonctionnement en temps réel du système et de réduire

les effets des imperfections du système dans les images, des améliorations ont été apportées à l'algorithme de reconstruction MAP utilisé précédemment. Un nouvel algorithme basé sur le filtre de Kalman a été développé dans le but d'exploiter la corrélation temporelle qui existe dans une séquence d'images. Il a été démontré que cet algorithme est une généralisation de l'algorithme MAP et qu'il permet de réduire sensiblement le bruit présent dans les images. Tous ses paramètres peuvent être modifiés à tout instant mais il nécessite une puissance de calcul plus grande.

Des expériences *in vivo* ont été réalisées pour valider la possibilité d'observer la distribution régionale de la ventilation par TIE. Un premier test a été réalisé sur un sujet en position debout en comparant la conductivité moyenne obtenue d'une séquence d'images de TIE avec le volume d'air expiré fourni par un spiromètre. Une relation linéaire avec un coefficient de corrélation supérieur à 0.99 a été observée. Un deuxième test a été réalisé en effectuant les mêmes mesures mais en position couchée. Des variations dans la distribution de la ventilation pulmonaire ont pu être observées qualitativement dans les images de TIE. Elles sont dues au changement de position par rapport au champ gravitationnel et sont bien documentées dans la littérature médicale.

Avec toutes les améliorations décrites précédemment, les performances et la convivialité du nouveau système de TIE sont suffisantes pour réaliser l'objectif de visualiser la distribution de la ventilation pulmonaire au chevet du patient en temps réel et de manière non effractive. Les résultats obtenus jusqu'à maintenant semblent prometteurs mais ils devront être confirmés sur un ensemble de sujets plus grand et plus représentatif de la population. Des tests cliniques devront également être réalisés afin de confirmer les avantages de la TIE comme outil de surveillance des patients ventilés mécaniquement.

ABSTRACT

Patients with insufficient, inexistent or ineffective ventilation must be mechanically ventilated. This procedure involves adjusting many parameters such as pressure, volume, respiratory rate and oxygen content of the gas mixture. These parameters are adjusted according to the patient's size and condition and are continuously reevaluated as the situation evolves. Adjustments must be made to ensure proper oxygen saturation without using too high values for pressure, volume or oxygen content in order to prevent any complications. The clinician responsible for monitoring a mechanically ventilated patient at the bedside receives very little feedback information: the oxygen saturation measured by an oximeter and spirometric data from the ventilator. He can occasionally measure blood parameters or get an X ray but he relies mainly on his clinical experience and his own judgment to adjust the ventilator. In this context, a method capable of providing regional distribution images of pulmonary ventilation innocuously in real time at the bedside would be more than welcomed. With such a method, the efficiency of ventilation could be optimized while reducing the risk of complications. One imaging technique seems particularly promising in achieving this goal: Electrical Impedance Tomography (EIT)

EIT is a technique that provides images of the electrical conductivity distribution of the thorax. Ventilation is a cyclic phenomenon characterized by air exchanges between the lungs and the outside environment. Because air is an insulator, inspiration induces a local reduction of conductivity in the thorax while expiration produces the opposite effect. It is thus possible to observe ventilation in conductivity images produced by EIT.

To obtain these images, sixteen self-adhesive electrodes are placed at the level of the thorax region one wishes to observe. A small sinusoidal current is then ap-

plied through one pair of electrodes while measuring voltages on every other pairs not used for applying the current. This process is repeated using another pair of electrodes to apply the current until all possible independent combinations have been exhausted. These voltage measurements are then converted into a conductivity image by solving Maxwell's equations using a finite element model and a mathematical optimization method.

An EIT system named *TIE4* existed at the start of this project but its performance and user-friendliness were inadequate for monitoring ventilation at the bedside in real time. Furthermore, its capacity to evaluate the regional distribution of ventilation had never been tested. The following objectives were set for this thesis: 1) improving the performance and user-friendliness of the EIT system at every level and 2) developing methods for estimating the performance of the system using phantoms and *in vivo* validation.

To achieve these objectives, all aspects of EIT system design have been reviewed. Improving performance and user-friendliness required substantial developments and original contributions to the instrumentation, the graphical user interface, and the reconstruction algorithm. Estimating the performance of the system required developing phantoms and performing *in vivo* experiments.

Active electrodes of the original EIT system had important limitations related to common mode rejection because a simple ground connection was used as a current sink instead of a real active current sink. Another problem was that the system could not be used on reclining patients. Two other generations of active electrodes were developed to solve these two issues. The last generation of active electrodes produces measurements with an average accuracy of 99.76 % compared to 89 % for the first generation. However the signal-to-noise ratio (SNR) has decreased from 63.18 dB to 61.74 dB. The most likely cause for the lower SNR is the lengthening of the wires connecting the active electrode circuits to the self-

adhesive electrodes compared to the first generation.

A general method has been developed for designing resistor phantoms that approximate a medium of arbitrary shape and conductivity distribution. A phantom approximating a circular medium with a homogeneous conductivity distribution has been built using this method. It has been shown that the capacity of a phantom to evaluate the accuracy of an EIT system increases with the use of lower tolerance resistors. Compared to other phantoms described in the literature, the new phantom is the one that best approximates the conductivity distribution of a circular medium with homogeneous conductivity.

A programming architecture called MEMTA has been developed. It can fully exploit the resources of a modern PC by using many threads automatically and managing CPU cycles efficiently. Furthermore it is modular allowing easy replacement or expansion of system functionalities. It has been used to develop a simple but very efficient graphical user interface and has contributed greatly to the fact that the system is now working in real time. The introduction of a new EIT system generation is also greatly simplified since all that is required is recoding of the hardware abstraction layer.

To allow the system to work in real time and reduce artifacts due to the system's imperfections in the images, some improvements were made to the MAP reconstruction algorithm that was previously used. A new algorithm based on a Kalman filter has been developed to exploit the temporal correlation normally present in an image sequence. It has been shown that this new algorithm is a generalization of the MAP algorithm and that it reduces noise in the images. All the parameters of this reconstruction algorithm can be changed at every moment but it requires more processing power.

In vivo experiments were performed to validate the capacity of EIT to image the regional distribution of ventilation. A first test was performed on one stand-

ing subject by comparing the average conductivity obtained from an EIT image sequence with the expired air volume measured by a spirometer. A linear relationship was found with a correlation coefficient higher than 0.99. A second test was performed by acquiring the same measurements but with the subject in a lying position. Some variations in the distribution of pulmonary ventilation have been observed in the EIT images. As documented in the medical literature, the posture change in relation to the gravitational field is the cause of these variations.

With all the aforementioned improvements, the performance and user-friendliness of the new system are sufficient for achieving the goal of visualizing non invasively the distribution of pulmonary ventilation in real time at the bedside. The results obtained so far are promising but they will have to be confirmed on a larger set of subjects representing a good sample of the population. Clinical tests will also have to be performed to confirm the advantages of EIT as a tool for monitoring mechanically ventilated patients.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	ix
TABLE DES MATIÈRES	xiii
LISTE DES TABLEAUX	xix
LISTE DES FIGURES	xx
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxv
1 INTRODUCTION	1
1.1 Ventilation pulmonaire	1
1.2 Troubles de la ventilation	3
1.3 Ventilation mécanique	4
1.4 Monitoring de la ventilation mécanique	5
1.5 Tomographie d'impédance électrique	7
1.6 Principe de la tomographie d'impédance électrique	10
1.7 Objectifs	13
1.8 Structure de la thèse	14
2 APPAREIL DE TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE	15
2.1 Revue de la littérature	15
2.1.1 Application de courant ou de potentiel	16

2.1.2	Patrons de courant utilisés	17
2.1.3	Méthode à deux ou à quatre électrodes	20
2.1.4	Fréquences utilisées	21
2.1.5	Systèmes parallèles, sériels ou semi-parallèles	22
2.1.6	Électrodes actives ou non	23
2.1.7	Autres considérations	24
2.2	Description du tomographe d'impédance	24
2.2.1	Cartes d'électrode active	27
2.2.2	Boîtier d'isolation	36
2.2.3	Carte ISA située à l'intérieur du PC (TIE4PC)	36
2.3	Améliorations apportées	39
2.3.1	Deuxième génération d'électrodes actives	39
2.3.2	Troisième génération d'électrodes actives	41
2.4	Résultats	46
2.4.1	Précision des mesures	47
2.4.2	Rapport signal sur bruit	60
2.5	Conclusion	63
3	FANTÔME	65
3.1	Revue de la littérature	66
3.1.1	Fantômes physiques	66
3.1.2	Maillages	67
3.1.2.1	Éléments d'impédance de base	68
3.1.2.2	Topologies	69
3.2	Méthode proposée	73
3.2.1	Calcul du signal théorique d'un maillage	73
3.2.2	Calcul du signal théorique d'un milieu continu	77
3.2.3	Conception d'un maillage correspondant à un milieu continu	80

3.3	Résultats	82
3.3.1	Description du fantôme construit avec la nouvelle méthode	82
3.3.2	Choix de la tolérance des résistances	87
3.3.3	Comparaison des signaux théoriques	89
3.4	Discussion et conclusion	93
4	ARCHITECTURE DE PROGRAMMATION	96
4.1	Revue de la littérature	97
4.2	Interfaces graphiques des systèmes de TIE précédents	98
4.3	Spécifications d'une bonne architecture de programmation pour la TIE	99
4.3.1	Introduction à MEMTA	102
4.3.2	Module MEMTA	103
4.3.2.1	Définition des entrées et des sorties	104
4.3.2.2	Exemple de définition des entrées et des sorties	106
4.3.2.3	Définition d'une fonction gestionnaire de sortie	107
4.3.2.4	Définition d'une fonction gestionnaire d'entrée	108
4.3.2.5	Autres possibilités	109
4.3.3	Canal MEMTA	110
4.3.4	Environnement de développement MEMTA	113
4.3.4.1	Commande DLLPATH	113
4.3.4.2	Commande MODULE	114
4.3.4.3	Commande CHANNEL	115
4.3.4.4	Commande CONNECT	116
4.3.4.5	Exemple d'un programme MEMTA	117
4.3.5	Types de données MEMTA	118
4.4	Résultats	120
4.4.1	Modules MEMTA réalisés	120

4.4.2	Exemples d'application MEMTA	121
4.4.2.1	Configuration de base	122
4.4.2.2	Comparaison de deux algorithmes de reconstruction	123
4.4.2.3	Reconstruction d'images de conductivités complexes	125
4.4.2.4	Comparaison du système de TIE à un spiromètre .	127
4.5	Conclusion	128
5	RECONSTRUCTION D'IMAGES	130
5.1	Revue de la littérature	130
5.1.1	Types d'images de TIE	131
5.1.2	Définition des problèmes direct et inverse	133
5.1.3	Résolution du problème direct	133
5.1.4	Résolution du problème inverse	136
5.2	Partie théorique	140
5.2.1	Mise en équations du problème direct	141
5.2.2	Méthode par estimateur MAP	143
5.2.3	Améliorations apportées à la méthode par estimateur MAP .	149
5.2.3.1	Utilisation d'OpenGL	150
5.2.3.2	Reconstruction des conductivités sur les noeuds . .	152
5.2.3.3	Prise en compte des caractéristiques de l'appareil de TIE	153
5.2.3.4	Conductivités complexes	155
5.2.4	Méthode par filtre de Kalman	156
5.2.4.1	Mise en oeuvre du filtre de Kalman	161
5.2.4.2	Ajout de la corrélation spatiale	162
5.2.4.3	Choix des paramètres du filtre de Kalman	163
5.2.4.4	Estimateur MAP : un cas particulier du filtre de Kalman	165

5.3	Résultats	167
5.3.1	Méthode par estimateur MAP	167
5.3.1.1	Utilisation d'OpenGL	167
5.3.1.2	Reconstruction des conductivités sur les noeuds vs sur les éléments	169
5.3.1.3	Considération du filtre du DDC	172
5.3.1.4	Reconstruction d'images complexes	179
5.3.2	Méthode par filtre de Kalman	180
5.3.2.1	Corrélation temporelle	180
5.4	Conclusion	184
6	VALIDATION DE LA MÉTHODE	186
6.1	Revue de la littérature	186
6.1.1	Acquisition simultanée d'images de TIE et de données spiro- métriques	188
6.1.2	Changement de position par rapport au champ gravitationnel	189
6.2	Expériences	190
6.2.1	Essai <i>in vivo</i> sur un sujet respirant spontanément	191
6.2.2	Acquisition simultanée d'images de TIE et de données spiro- métriques	195
6.2.3	Changement de position par rapport au champ gravitationnel	197
6.3	Conclusion	200
7	CONCLUSION	202
7.1	Résumé des contributions	202
7.2	Atteinte des objectifs spécifiques	204
7.3	Atteinte de l'objectif général	205
	BIBLIOGRAPHIE	207

ANNEXE I: Programme MEMTA pour la configuration de base .	218
ANNEXE II: Programme MEMTA pour comparer deux algorithmes de reconstruction	220
ANNEXE III: Programme MEMTA pour la reconstruction d'images de conductivités complexes	222
ANNEXE IV: Programme MEMTA pour comparer le système de TIE à un spiromètre	224
ANNEXE V: Lemme d'inversion de matrice	226

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Conductivité électrique de différents tissus.	8
Tableau 2.1	Position des multiplexeurs de la figure 2.4 pour chacun des modes d'une électrode active.	30
Tableau 2.2	Position des multiplexeurs de la figure 2.9 pour chacun des modes d'une électrode active.	41
Tableau 2.3	Précision des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence donnée.	49
Tableau 2.4	Précision des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence très faible.	54
Tableau 2.5	Précision des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence donnée après correction pour le filtre du DDC.	58
Tableau 2.6	Rapport signal sur bruit des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence donnée. . .	60
Tableau 3.1	Résistances utilisées pour le fantôme de la figure 3.5.	84
Tableau 3.2	Précision d'un maillage selon la tolérance des résistances utilisées.	87
Tableau 3.3	Précision des trois générations d'électrodes actives en fonction de la tolérance des résistances utilisées.	88
Tableau 4.1	Types de données MEMTA standards.	119

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Exemple d'une image de variation de conductivité obtenue par TIE sur un volontaire au niveau du cinquième espace intercostal.	10
Figure 1.2	Bloc rectangulaire de conductivité homogène.	11
Figure 2.1	Photographie du système TIE4.	25
Figure 2.2	Représentation schématique du système TIE4.	26
Figure 2.3	Séquence d'acquisition des données de TIE.	28
Figure 2.4	Représentation schématique d'une électrode active.	29
Figure 2.5	Représentation schématique d'une ceinture composée de seize électrodes actives.	31
Figure 2.6	Photographie d'une électrode active.	34
Figure 2.7	Photographie de l'intérieur du module d'isolation.	35
Figure 2.8	Photographie de la carte ISA qui se trouve à l'intérieur du PC. 37	
Figure 2.9	Représentation schématique d'une électrode active de deuxième génération.	40
Figure 2.10	Photographie d'une électrode active de deuxième génération. 42	
Figure 2.11	Représentation schématique de la carte d'électrodes actives de troisième génération.	44
Figure 2.12	Photographie de la carte d'électrodes actives de troisième génération.	45
Figure 2.13	Photographie des trois générations d'électrodes actives. . . . 46	
Figure 2.14	Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la première génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde.	48

Figure 2.15	Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la deuxième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde.	48
Figure 2.16	Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la troisième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde.	49
Figure 2.17	Précision moyenne pour chacune des générations d'électrodes actives en fonction de la cadence.	52
Figure 2.18	Erreur relative des mesures en utilisant la première génération d'électrodes actives pour une cadence de 0.0024 trame par seconde.	52
Figure 2.19	Erreur relative des mesures en utilisant la deuxième génération d'électrodes actives pour une cadence de 0.0024 trame par seconde.	53
Figure 2.20	Erreur relative des mesures en utilisant la troisième génération d'électrodes actives pour une cadence de 0.0024 trame par seconde.	53
Figure 2.21	Transformée de Fourier du filtre contenu dans le DDC. . . .	55
Figure 2.22	Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la première génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde après correction pour le filtre du DDC.	56
Figure 2.23	Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la deuxième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde après correction pour le filtre du DDC. . . .	57

Figure 2.24	Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la troisième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde après correction pour le filtre du DDC.	57
Figure 2.25	Précision moyenne pour chacune des générations d'électrodes actives en fonction de la cadence après correction pour le filtre du DDC.	59
Figure 2.26	Moyenne du rapport signal sur bruit des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives en fonction de la cadence d'acquisition.	62
Figure 3.1	Maillage de résistances utilisé pour le fantôme en forme de roue.	70
Figure 3.2	Maillage de résistances utilisé pour le fantôme proposé par Hahn <i>et al.</i> (2000).	71
Figure 3.3	Maillage de résistances utilisé pour le fantôme Cardiff. . . .	72
Figure 3.4	Exemple de maillage composé de cinq noeuds et de sept éléments d'impédance.	74
Figure 3.5	Maillage de résistances utilisé pour le fantôme construit avec la nouvelle méthode.	83
Figure 3.6	Photographies du fantôme construit avec la nouvelle méthode.	85
Figure 3.7	Disposition des interrupteurs et des électrodes sur le nouveau fantôme.	86
Figure 3.8	Comparaison du signal théorique du fantôme en forme de roue avec celui d'un milieu homogène.	89
Figure 3.9	Comparaison du signal théorique du fantôme de Hahn avec celui d'un milieu homogène.	90

Figure 3.10	Comparaison du signal théorique du fantôme Cardiff avec celui d'un milieu homogène.	91
Figure 3.11	Comparaison du signal théorique du nouveau fantôme avec celui d'un milieu homogène.	92
Figure 4.1	Représentation schématique des programmes nécessaires en TIE.	99
Figure 4.2	Représentation schématique du programme MEMTA pour la configuration de base.	122
Figure 4.3	Représentation schématique du programme MEMTA pour comparer deux algorithmes de reconstruction.	124
Figure 4.4	Représentation schématique du programme MEMTA pour la reconstruction d'images de conductivités complexes.	126
Figure 4.5	Représentation schématique du programme MEMTA pour comparer le système de TIE à un spiromètre.	127
Figure 5.1	Comparaison des méthodes de filtrage des images.	168
Figure 5.2	Comparaison d'images reconstruites en utilisant un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante ou linéaire.170	
Figure 5.3	Comparaison d'images reconstruites en utilisant un maillage de 256 éléments dont la conductivité est constante ou linéaire.171	
Figure 5.4	Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 4.71 trames par seconde en utilisant les mesures impaires.	173
Figure 5.5	Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 4.71 trames par seconde en utilisant les mesures paires.	174

Figure 5.6	Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 8.90 trames par seconde en utilisant les mesures impaires.	175
Figure 5.7	Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 8.90 trames par seconde en utilisant les mesures paires.	176
Figure 5.8	Comparaison d'images obtenues à l'aide de la méthode par estimateur MAP réel et complexe.	179
Figure 5.9	Séquence d'images obtenues en utilisant la méthode par filtre de Kalman sans corrélation temporelle.	181
Figure 5.10	Séquence d'images obtenues en utilisant la méthode par filtre de Kalman avec une corrélation temporelle faible.	182
Figure 5.11	Séquence d'images obtenues en utilisant la méthode par filtre de Kalman avec une corrélation temporelle forte.	183
Figure 6.1	Séquence d'images <i>in vivo</i> obtenue en utilisant la méthode par filtre de Kalman sans corrélation temporelle.	192
Figure 6.2	Image extraite de la séquence d'images de la figure 6.1.	193
Figure 6.3	Effet du filtre de Kalman <i>in vivo</i>	194
Figure 6.4	Comparaison entre la TIE et la spirométrie sur un sujet debout.	196
Figure 6.5	Comparaison entre la TIE et la spirométrie sur un sujet couché sur le côté droit.	198
Figure 6.6	Comparaison entre la TIE et la spirométrie sur un sujet couché sur le côté gauche.	199

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

Γ	Frontière du domaine Ω
$\mathbf{\Gamma}$	Matrice de covariance
$\mathbf{\Gamma}_x$	Matrice de covariance du vecteur x
ϵ	Permittivité
μ	Paramètre fonction de σ_b^2 et σ_x^2
$\boldsymbol{\mu}$	Vecteur des moyennes
μH	Microhenry
σ	Conductivité électrique
$\boldsymbol{\sigma}$	Vecteur de conductivité électrique
σ_0	Conductivité électrique à très basse fréquence
$\boldsymbol{\sigma}_0$	Vecteur de conductivité électrique de référence
σ_∞	Conductivité électrique à très haute fréquence
σ_{cs}^2	Variance reliée à la corrélation spatiale
σ_{ct}^2	Variance reliée à la corrélation temporelle
σ_{pm}^2	Variance reliée à la précision des mesures
σ_x^2	Variance d'un élément du vecteur x
Φ_k	Matrice de transition d'état à l'instant k
Ω	Ohm
Ω	Domaine de définition du problème
ω	Fréquence angulaire
A	Aire transverse
\mathbf{A}	Matrice diagonale contenant les aires des éléments
Ag	Symbole chimique de l'argent
AgCl	Formule chimique du chlorure d'argent
AM.OUT	Amplitude Modulated Output

\mathbf{B}	Matrice pseudo-inverse de \mathbf{H}
\mathbf{b}	Vecteur de bruit gaussien de moyenne nulle
\mathbf{B}_n	Matrice pseudo-inverse de \mathbf{H} agissant sur les noeuds ($\mathbf{B}_n = \mathbf{C}\mathbf{B}$)
\mathbf{C}	Opérateur matriciel pour convertir les paramètres définis sur les éléments en valeurs définies sur les noeuds
CAN	Convertisseur analogique-numérique
CO ₂	Formule chimique du dioxyde de carbone
CPU	Central Processing Unit
dB	Décibel
DC	Direct Current
DDC	Digital Down Converter
DDS	Direct Digital Synthesizer
DLL	Dynamic Link Library
DOS	Disk Operating System
DSC_IN	Daisy-Chained Input
DSC_OUT	Daisy-Chained Output
\mathbf{E}	Champ électrique
e	Nombre d'éléments ou longueur du vecteur $\boldsymbol{\sigma}$
$E(x)$	Espérance mathématique de x
ECG	Électrocardiogramme
EIDORS	Electrical Impedance and Diffuse Optical Reconstruction Software
EIT	Electrical Impedance Tomography
ER _{i}	Erreur relative de la i^{e} mesure
\mathbf{F}	Matrice effectuant un filtrage spatial
$f(\mathbf{x})$	Fonction de densité de probabilité de \mathbf{x}
$f(\mathbf{x} \mathbf{z})$	Fonction de densité de probabilité de \mathbf{x} étant donné \mathbf{z}
FB	Facteur de bruit

f_c	Fréquence caractéristique
f_i	Valeur de la i^e fréquence
FIFO	First In First Out
\mathbf{F}_k	Matrice effectuant un filtrage spatial à l'instant k
FPGA	Field Programmable Gate Array
G_{ij}	Admittance reliant les noeuds i et j
GPIO	General Purpose Interface Bus
\mathbf{H}	Matrice exprimant la relation linéaire entre \mathbf{z} et \mathbf{x}
\mathbf{H}^*	Matrice \mathbf{H} tenant compte de l'effet du DDC ($\mathbf{H}^* = \mathbf{LH}$)
HAL	Hardware Abstraction Layer
Hg	Symbole chimique du mercure
\mathbf{H}_k	Matrice exprimant la relation linéaire entre \mathbf{z}_k et \mathbf{x}_k
\mathbf{H}_k^*	Matrice augmentée exprimant la relation linéaire entre \mathbf{z}_k^* et \mathbf{x}_k
\mathbf{H}_n	Matrice exprimant la relation linéaire entre \mathbf{z} et \mathbf{x}_n
Hz	Hertz
I	Intensité du courant
\mathbf{I}	Matrice identité
\mathbf{I}	Vecteur de courant
\mathbf{I}^*	Vecteur de courant auquel un élément a été retiré
\mathbf{I}_e	Vecteur de courant élémentaire
IGB	Institut de génie biomédical
I_i	Intensité du courant qui quitte le i^e noeud
ISA	Industry Standard Architecture
\mathbf{J}	Densité de courant
j	$\sqrt{-1}$
\mathbf{J}_n	Densité de courant normal
k Ω	Kiloohm

kHz	Kilohertz
\mathbf{K}_k	Gain de Kalman à l'instant k
L	Longueur
\mathbf{L}	Matrice de convolution pour tenir compte du filtre du DDC
log	Logarithme en base 10
M	Nombre de mesures
m	Mètre
mA	Milliampère
MAP	Maximum <i>a posteriori</i>
MD	Marque déposée
MEMTA	Modular Expandable Multi-Threaded Architecture
MENTADE	MEMTA Developer's Environment
m_i	Valeur de la i^e mesure
m_i^T	Valeur théorique de la i^e mesure
mm	Millimètre
mS	Millisiemens
MUX	Multiplexeur
N	Nombre d'électrodes
N	Nombre de fois que la mesure est effectuée
N	Nombre de paramètres à estimer
n	Nombre de noeuds
\mathbf{n}	Vecteur normal à la frontière Γ
$N(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{\Gamma})$	Distribution gaussienne de moyenne $\boldsymbol{\mu}$ et de covariance $\mathbf{\Gamma}$
nF	Nanofarad
O ₂	Formule chimique de l'oxygène
OpenGL	Open Graphics Library
p	Nombre de patrons de courant

PC	Personal Computer
P_i	Précision de la i^e mesure
\mathbf{P}_k	Matrice de covariance de l'estimé <i>a posteriori</i> $\hat{\mathbf{x}}_k$ à l'instant k
\mathbf{P}_k^-	Matrice de covariance de l'estimé <i>a priori</i> $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ à l'instant k
\mathbf{Q}_k	Matrice de covariance du vecteur de bruit de modélisation \mathbf{w}_k
R	Résistance électrique
REF_IN	Reference Input
RGB	Red, Green, and Blue
\mathbf{R}_k	Matrice de covariance du vecteur de bruit de mesure \mathbf{v}_k
\mathbf{R}_k^*	Matrice augmentée de covariance du vecteur de bruit de mesure \mathbf{v}_k
ROI	Region Of Interest
RSB_i	Rapport signal sur bruit de la i^e mesure
RSB_{in}	Rapport signal sur bruit à l'entrée
RSB_{out}	Rapport signal sur bruit à la sortie
\mathbf{S}_k	Matrice de covariance du vecteur de bruit gaussien \mathbf{s}_k
\mathbf{s}_k	Vecteur de bruit gaussien à l'instant k
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
TIE	Tomographie d'impédance électrique
TIE4	Tomographe d'impédance électrique de quatrième génération
TIE4HAL	TIE4 Hardware Abstraction Layer
TIE4PC	Carte électronique du système TIE4 contenue dans le PC
UAC	Unité arbitraire de conductivité
USB	Universal Serial Bus
V	Volt
V	Potentiel électrique
\mathbf{V}	Vecteur de potentiel
\mathbf{V}_0	Vecteur de potentiel de référence

\mathbf{V}^*	Vecteur de potentiel auquel un élément a été retiré
$\mathbf{V}^*(i, j)$	Potentiel du i^e noeud pour le j^e patron de courant
$\text{Var}(x)$	Variance mathématique de x
\mathbf{V}_e	Vecteur de potentiel élémentaire
V_i	Potentiel électrique du i^e noeud
\mathbf{v}_k	Vecteur de bruit de mesure à l'instant k
\mathbf{w}_k	Vecteur de bruit de modélisation à l'instant k
x	Première coordonnée cartésienne
\mathbf{x}	Vecteur des paramètres à estimer
\mathbf{x}_e	Vecteur des paramètres à estimer définis sur chaque élément
x_i	Première coordonnée cartésienne du i^e noeud
\mathbf{x}_k	Vecteur d'état à l'instant k
$\hat{\mathbf{x}}_k$	Estimé <i>a posteriori</i> du vecteur d'état à l'instant k
$\hat{\mathbf{x}}_k^-$	Estimé <i>a priori</i> du vecteur d'état à l'instant k
\mathbf{x}_n	Vecteur des paramètres à estimer définis sur chaque noeud
\mathbf{Y}	Matrice d'admittance
y	Deuxième coordonnée cartésienne
\mathbf{Y}^*	Matrice d'admittance à laquelle une ligne et la colonne correspondante ont été retirées
\mathbf{Y}_e	Matrice d'admittance élémentaire
y_i	Deuxième coordonnée cartésienne du i^e noeud
z	Troisième coordonnée cartésienne
\mathbf{z}	Vecteur d'observation
\mathbf{z}_k	Vecteur d'observation à l'instant k
\mathbf{z}_k^*	Vecteur augmenté d'observation à l'instant k

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

La respiration a pour but de fournir l'oxygène (O_2) nécessaire aux cellules de l'organisme et d'évacuer le dioxyde de carbone (CO_2) qu'elles produisent. Si chaque cellule de l'organisme était en contact avec l'air ambiant, ces échanges gazeux pourraient se produire directement à travers la membrane cellulaire. Comme ce n'est pas le cas chez l'être humain, un système de transport reliant les cellules à un site en contact avec l'air ambiant est nécessaire. Ce site se trouve au niveau des alvéoles pulmonaires et le transport des gaz est assuré par le système cardiovasculaire. Les échanges gazeux qui se produisent entre le sang et l'air ambiant au niveau des alvéoles constituent la *respiration externe* alors que ceux qui se produisent entre le sang et les cellules au niveau des capillaires systémiques réalisent la *respiration interne*. Pour que la respiration externe s'effectue efficacement, l'air contenu dans les alvéoles doit être continuellement renouvelé par de l'air frais sous l'action de la mécanique respiratoire. On appelle ce processus de renouvellement de l'air : *ventilation pulmonaire*. La respiration est donc composée de quatre étapes essentielles : la ventilation pulmonaire, la respiration externe, le transport sanguin des gaz respiratoires et la respiration interne. Les travaux décrits dans cette thèse s'intéressent plus particulièrement à l'évaluation de la première étape de la respiration : *la ventilation pulmonaire*.

1.1 Ventilation pulmonaire

La ventilation pulmonaire est un phénomène purement mécanique qu'on peut séparer en deux phases alternantes : l'*inspiration* et l'*expiration*. L'inspiration nécessite un effort musculaire alors que l'expiration s'effectue habituellement de

manière passive bien que des muscles puissent être sollicités pour en augmenter l'efficacité au besoin. Durant l'inspiration, les muscles intercostaux et le diaphragme se contractent pour augmenter le volume des poumons. Ceci entraîne une diminution de la pression qui provoque l'entrée d'air à l'intérieur des poumons. Durant l'expiration, les muscles contractés lors de l'inspiration se relâchent et les poumons retournent à leur volume initial sous l'effet de leur élasticité et de celle de la cage thoracique. Ceci engendre une augmentation de la pression qui expulse l'air vers l'extérieur. La ventilation repose donc sur le principe que des changements de volume provoquent des changements de pression qui forcent l'air à se déplacer de manière à égaliser la pression.

Les muscles qui amorcent l'inspiration sont contrôlés par le système nerveux autonome dans le but de maintenir à des valeurs raisonnables les pressions partielles d'oxygène et de CO_2 ainsi que l'acidité du sang. Bien qu'il soit possible de contrôler volontairement le rythme de la ventilation pulmonaire afin de parler, de chanter ou de retenir son souffle, le système nerveux autonome rétablit automatiquement la ventilation dès que l'un des trois paramètres sanguins mentionnés plus haut atteint un seuil critique.

Pour que la ventilation pulmonaire soit adéquate, il faut qu'elle soit suffisante au maintien des échanges gazeux au niveau des alvéoles pulmonaires et qu'elle soit efficace en exigeant un effort minimal. Pour ce faire, cinq points sont importants : 1) les voies aériennes doivent être bien dégagées pour que l'air puisse circuler librement; 2) les muscles inspiratoires doivent fonctionner adéquatement; 3) la cavité pleurale doit être intacte afin d'assurer un couplage mécanique entre la cage thoracique et les poumons; 4) l'élasticité de la cage thoracique et des poumons doit être adéquate pour permettre une inspiration normale et une expiration passive; 5) le système nerveux autonome doit être fonctionnel pour que le tout se produise de manière automatique. Toute entrave à l'un de ces cinq points mènera à des

troubles de la ventilation plus ou moins importants.

1.2 Troubles de la ventilation

L'emphysème, l'asthme, la fibrose kystique, la tuberculose et la bronchite chronique sont des maladies pulmonaires qui perturbent la ventilation. Elles ont toutes des répercussions sur un ou plusieurs des cinq points mentionnés à la section précédente. L'emphysème, par exemple, engendre une perte d'élasticité des tissus pulmonaires, qui diminue l'efficacité de la ventilation, et une fusion des alvéoles pulmonaires, qui réduit la surface utile pour la respiration externe. L'asthme, quant à lui, provoque une bronchoconstriction qui a pour effet d'augmenter la résistance au passage de l'air.

L'effusion pleurale, l'affaissement d'un poumon, l'oedème pulmonaire, la paralysie des muscles inspiratoires, l'obturation des voies respiratoires, l'atélectasie sont des conditions qui peuvent survenir chez un patient à la suite d'un traumatisme, d'une maladie, d'une procédure médicale ou même spontanément dans certains cas. Comme pour les maladies pulmonaires, la ventilation est affectée du fait qu'un (ou plusieurs) des cinq points de la section précédente est compromis. L'affaissement d'un poumon, par exemple, affecte le couplage mécanique entre la cage thoracique et ce poumon de telle sorte que la contraction des muscles inspiratoires ne résulte plus en une augmentation du volume du poumon affaissé. L'atélectasie est l'affaissement des alvéoles pulmonaires lorsque celles-ci ne contiennent pas d'air. Les alvéoles affectées ne peuvent plus contribuer à la ventilation pulmonaire du fait que l'air peut difficilement y pénétrer.

Qu'ils soient chroniques ou aigus, ces troubles de la ventilation peuvent diminuer grandement l'efficacité des échanges gazeux au niveau des alvéoles pulmonaires jusqu'au point où les paramètres sanguins peuvent atteindre des valeurs critiques. Dans d'autres cas, la personne atteinte doit fournir des efforts considérables pour

les maintenir à des valeurs normales. Chez certains patients, les muscles inspiratoires peuvent consommer jusqu'à 50 % de l'oxygène total disponible (Tobin, 1994). Cet effort considérable finira par épuiser le patient qui entrera alors en détresse respiratoire si rien n'est fait pour remédier à la situation.

1.3 Ventilation mécanique

Les patients dont la ventilation est insuffisante, inexistante ou inefficace doivent être placés sous ventilation mécanique. Elle permet de ramener les paramètres sanguins à des valeurs raisonnables. Elle permet également de réduire la dépense énergétique nécessaire à la respiration et de reposer les muscles inspiratoires fatigués. Elle est utilisée aussi dans certains cas pour faciliter la guérison des poumons et des voix aériennes ou pour éviter des complications.

La ventilation mécanique peut être effectuée selon trois modes principaux : la ventilation assistée contrôlée, la ventilation imposée intermittente et la pression positive continue. Dans le premier mode, les efforts inspiratoires du patient déclenchent le ventilateur dont le volume respiratoire est préajusté. Si le ventilateur ne détecte aucun effort après un délai dont la durée est ajustable, il se déclenche automatiquement. La ventilation imposée intermittente est habituellement utilisée dans le but de sevrer un patient. Elle consiste à forcer un certain nombre de respirations à un volume et une fréquence donnés et à permettre au patient de respirer spontanément entre ces respirations forcées. La pression positive continue consiste à appliquer un certain niveau de pression pour amplifier les inspirations spontanées du patient et empêcher la fermeture des voix aériennes durant l'expiration.

Les paramètres du ventilateur sont ajustés en fonction du gabarit et de la condition du patient et ils doivent être réajustés constamment selon l'évolution de la situation. Les ajustements sont habituellement faits de manière à maintenir une pression partielle en oxygène supérieure à 60 mm de Hg ou une saturation en

oxygène supérieure à 90 %. La teneur en oxygène du mélange gazeux doit être la plus faible possible afin de minimiser les risques associés à sa toxicité en forte concentration. Le maintien d'une oxygénation adéquate nécessite parfois l'utilisation de volumes ou de pressions élevés qui peuvent endommager les alvéoles pulmonaires du patient engendrant des complications graves pouvant aller jusqu'au décès. Il est donc parfois préférable de maintenir une hypoxie (déficiency en oxygène) et une acidose respiratoire contrôlées dans le but de maintenir les paramètres du ventilateur à des valeurs raisonnables et éviter des complications plus graves. Le ventilateur doit donc être ajusté non seulement pour assurer l'efficacité de la ventilation mécanique mais aussi son innocuité.

1.4 Monitoring de la ventilation mécanique

Le monitoring des patients ventilés mécaniquement doit permettre au clinicien d'observer si la ventilation est suffisante et sécuritaire. Au besoin, il peut ainsi rectifier la situation en réajustant les paramètres du ventilateur. Les informations dont il dispose présentement peuvent être classées en trois catégories : les paramètres sanguins, les paramètres du ventilateur et les techniques d'imagerie.

Les paramètres sanguins les plus utilisés sont l'acidité, la saturation en oxygène et les pressions partielles d'oxygène et de CO_2 . Ils peuvent être obtenus de manière ponctuelle lors de prélèvements sanguins ou de manière continue dans le cas de la saturation en oxygène par l'utilisation d'un oxymètre qui est habituellement placé à l'extrémité d'un doigt. Ces paramètres permettent de vérifier l'efficacité de la ventilation et d'ajuster le ventilateur dans le cas où elle n'est pas suffisante.

Les paramètres fournis par le ventilateur sont la fréquence respiratoire, le volume courant, la ventilation minute, la pression inspiratoire maximale et, dans certains cas, la courbe de pression de l'air en fonction du temps. Ils servent principalement à s'assurer que la ventilation ne dépasse pas des seuils critiques suscep-

tibles d'endommager le tissu pulmonaire et à ajuster la ventilation selon le gabarit et la condition du patient.

Les techniques d'imagerie qui peuvent être utilisées pour évaluer la ventilation sont la tomодensitométrie, la scintigraphie et, plus récemment, la résonance magnétique nucléaire. Leur usage est toutefois limité pour des motifs de sécurité et pour des raisons pratiques et économiques. De plus, le déplacement d'un patient, dont l'état est bien souvent critique, est également problématique. La seule technique d'imagerie qui puisse être utilisée au chevet du patient est la radiographie pulmonaire en utilisant un système mobile. Elle permet de vérifier le positionnement du tube endotrachéal et la présence de lésions alvéolaires que la ventilation mécanique pourrait avoir causées par usage de volumes ou de pressions trop élevés. Elle permet également de détecter l'apparition d'oedème pulmonaire qui pourrait entraver la ventilation. Bien que ses coûts d'opération et son encombrement soient relativement faibles, il est impossible d'utiliser la radiographie de manière continue pour surveiller un patient ventilé mécaniquement en raison des limites d'exposition aux rayons X pour le patient et le personnel hospitalier.

Le clinicien responsable de surveiller un patient ventilé mécaniquement reçoit de l'information continue du ventilateur et d'un oxymètre. Malheureusement, cette information ne renseigne que sur la qualité de la ventilation pulmonaire totale et ne permet pas d'obtenir d'information sur des disparités régionales qui pourraient exister dans les poumons. Or la tomодensitométrie a démontré que dans certains cas où la ventilation totale est satisfaisante, un tiers des poumons n'est pas ventilé du tout, un autre tiers l'est faiblement alors que seul le dernier tiers l'est normalement (Tobin, 2001). De plus, l'air qui entre dans les poumons se déplace préférentiellement vers les régions dont la résistance à son passage est la plus faible. Le risque de dommages alvéolaires dans ces régions est donc beaucoup plus grand. La seule information disponible au chevet du patient sur les disparités régionales

de la ventilation provient de la radiographie. Cette dernière ne permet cependant que de constater les dommages alvéolaires au lieu de les prévenir et son utilisation est limitée.

Étant donné l'information incomplète dont il dispose, l'ajustement du ventilateur repose en grande partie sur le jugement et l'expérience du clinicien. Les ajustements initiaux du ventilateur sont effectués en fonction de connaissances *a priori* basées sur le gabarit et la condition du patient. Ces valeurs sont réajustées au cours de la ventilation mécanique en réaction aux fluctuations de la condition du patient. La méthode des essais et erreurs est même parfois utilisée pour savoir, par exemple, si un changement de position du patient procurerait une ventilation plus efficace.

Une méthode permettant d'obtenir une image de la distribution régionale de la ventilation pulmonaire au chevet du patient, en temps réel et sans danger serait certes la bienvenue. Elle permettrait d'observer les régions des poumons qui ventilent mieux que les autres. Cette information permettrait de réajuster le ventilateur ou de changer la position du patient de manière à solliciter davantage les régions qui ne participent pas ou très peu à la ventilation globale. De plus, l'effet de ces modifications serait observable instantanément et objectivement. Cette optimisation de la ventilation permettrait d'utiliser des concentrations d'oxygène, des volumes et des pressions d'air plus faibles prévenant ainsi des complications dont le traitement peut être long et coûteux et qui peuvent mener à des séquelles permanentes ou au décès du patient. Une nouvelle technique d'imagerie semble très prometteuse pour répondre à toutes ces attentes : *la tomographie d'impédance électrique*.

1.5 Tomographie d'impédance électrique

Toutes les techniques d'imagerie médicale ont un point en commun : elles exploitent une ou plusieurs différences dans les propriétés physiques des tissus qui

Tableau 1.1 Conductivité électrique de différents tissus.

Tissu	Conductivité (mS/m)
Liquide cérébro-spinal	1539
Plasma	1515
Muscle (longitudinal)	800
Sang	667
Muscle (transverse)	56
Poumon	42-138
Graisse	40
Os	6

composent le corps humain. La radiographie, par exemple, fonctionne parce que les différents tissus du corps humain n'absorbent pas les rayons X de la même manière. La scintigraphie nécessite l'introduction dans l'organisme d'un radio-isotope qui interagit de manière différente avec différents tissus biologiques. La tomographie d'impédance électrique (TIE) ne fait pas exception à cette règle : elle exploite les variations dans la distribution de conductivité électrique du corps humain.

La conductivité électrique d'une substance représente sa capacité à laisser passer un courant lorsqu'on lui applique un champ électrique. Sa distribution dans le corps humain n'est pas uniforme pour deux raisons principales : 1) chaque tissu qui compose le corps humain possède une conductivité spécifique et 2) certains phénomènes physiologiques engendrent des déplacements de substance conductrice ou isolante à travers le corps humain.

Le tableau 1.1 contient les valeurs de la conductivité électrique des principaux tissus qui composent le corps humain (Webster, 1990). On constate que certains tissus comme le liquide cérébro-spinal, le plasma et le sang sont de très bons conducteurs alors que la graisse et les os en sont de moins bons. On note également que la conductivité du muscle est anisotrope, *i.e.* plus grande dans le sens longitu-

dinal que dans le sens transverse. On remarque enfin que la conductivité du tissu pulmonaire varie entre 42 et 138 mS/m en fonction du volume d'air qu'il contient.

La ventilation pulmonaire, l'activité cardiaque et la digestion engendrent des changements temporels dans la distribution de conductivité. La ventilation pulmonaire est un phénomène cyclique caractérisé par des échanges d'air entre les poumons et le milieu ambiant. L'air étant un bon isolant, son entrée dans les poumons provoque une diminution de la conductivité alors que sa sortie engendre l'effet contraire. L'activité cardiaque assure la circulation du sang dans l'organisme sous l'impulsion du coeur. Comme le sang est un bon conducteur, son passage à travers les tissus biologiques, et plus particulièrement le coeur, engendre lui aussi des variations. Quant à la digestion, elle cause des variations lorsque la nourriture, dont la conductivité est habituellement différente de celle du corps humain, est ingérée, digérée et absorbée.

La tomographie d'impédance électrique est une technique qui permet d'obtenir des images en coupe de la distribution de conductivité du corps humain. Comme cette dernière varie en fonction des activités respiratoire, cardiaque et digestive, ces trois phénomènes peuvent être observés dans les images de TIE. Il est cependant possible de les distinguer du fait qu'ils se produisent à des fréquences différentes. Dans le cadre de cette thèse, l'objectif est de visualiser les changements de conductivité reliés à la seule activité respiratoire dans le but d'évaluer la ventilation pulmonaire des patients qui sont ventilés mécaniquement.

La figure 1.1 montre une image de tomographie d'impédance électrique représentant la variation de conductivité entre le moment où le volume des poumons est maximal et celui où il est minimal durant un cycle respiratoire. On peut observer deux régions bleues correspondant aux poumons. Le noir représente un changement nul de conductivité, le bleu allant vers le blanc, une diminution et le rouge, une augmentation.

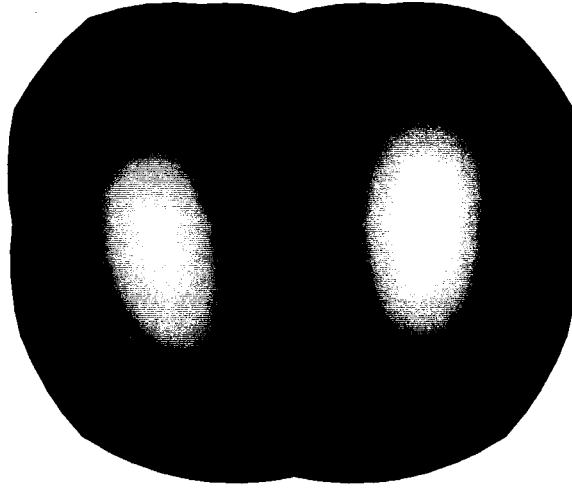


Figure 1.1 Exemple d'une image de variation de conductivité obtenue par TIE sur un volontaire au niveau du cinquième espace intercostal.

1.6 Principe de la tomographie d'impédance électrique

Afin de bien comprendre comment la TIE permet d'obtenir une image de la distribution de conductivité, il est préférable de commencer par un exemple simple. Soit un bloc rectangulaire de longueur L , d'aire transverse A et de conductivité homogène σ tel que représenté à la figure 1.2. La longueur L et l'aire transverse A sont des valeurs connues alors que σ est la conductivité qu'on cherche à déterminer. La loi d'Ohm ($V = RI$) nous indique que la différence de potentiel V est proportionnelle à l'intensité du courant injecté I et que la constante de proportionnalité est, par définition, égale à la résistance R . Celle du bloc homogène est donnée par :

$$R = \frac{L}{\sigma A}. \quad (1.1)$$

L'obtention de la distribution de conductivité, qui se résume pour cet exemple-ci à calculer la conductivité σ , s'effectue en deux étapes. L'acquisition d'une mesure constitue la première étape. Elle consiste à placer une électrode à chaque extrémité

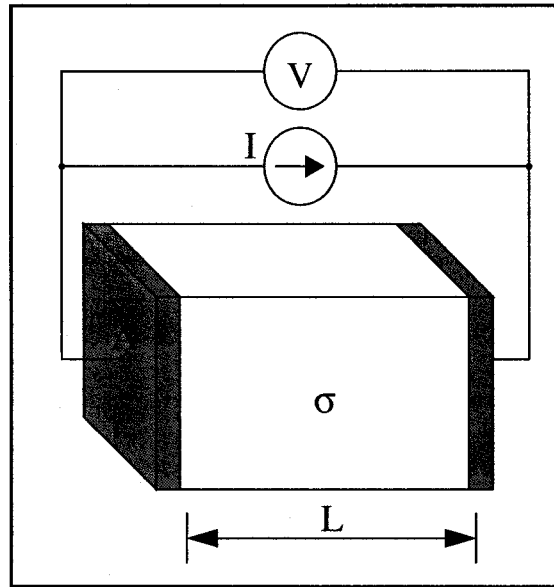


Figure 1.2 Bloc rectangulaire de conductivité homogène.

du bloc, à injecter un courant d'amplitude I à travers cette paire d'électrodes et à mesurer simultanément la différence de potentiel V sur cette même paire d'électrodes. La deuxième étape est le calcul de la conductivité σ . Elle consiste simplement à résoudre la loi d'Ohm et l'équation 1.1 en utilisant les valeurs de I et V obtenues à l'étape précédente.

Étant donné que la distribution de conductivité du corps humain est beaucoup plus complexe que celle de l'exemple précédent, il faut avoir recours à la formulation générale de la loi d'Ohm ($\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$) pour un milieu conducteur continu. Elle nous indique que, dans un tel milieu, la densité de courant \mathbf{J} est proportionnelle au champ électrique \mathbf{E} et que la constante de proportionnalité est, par définition, la conductivité électrique σ . Il est alors possible d'obtenir cette dernière en un point du milieu en y mesurant simultanément la densité de courant \mathbf{J} et le champ électrique \mathbf{E} . Une image de la distribution de conductivité électrique peut donc être obtenue en répétant simplement cette mesure à tous les points du thorax

correspondant aux pixels de l'image.

Bien qu'en théorie elle permettrait d'obtenir la distribution de conductivité d'un milieu, cette méthode ne peut pas être utilisée en pratique pour deux raisons : 1) il est difficile, voire impossible, de mesurer directement en un point le champ électrique et la densité de courant; 2) de telles mesures seraient effractives et ne respecteraient donc pas une des principales caractéristiques recherchées pour la TIE.

La première objection est simple à contourner. Il suffit d'utiliser des quantités dérivées plus simples à mesurer que le champ électrique et la densité de courant : le potentiel électrique et l'intensité du courant. Le potentiel électrique est simplement le gradient du champ électrique alors que l'intensité de courant par unité de surface est égale à la densité de courant. Le potentiel électrique se mesure à l'aide d'un circuit équivalant à un voltmètre et l'intensité de courant par un circuit équivalant à un ampèremètre. La conception de tels circuits est bien connue et très bien documentée.

La deuxième objection, soit la préservation du caractère non effractif de la TIE, implique que les mesures soient effectuées seulement à la surface du thorax. De plus, elles nécessitent l'emploi d'électrodes pour assurer une conversion efficace des courants d'origine ionique à l'intérieur du thorax en courants d'origine électronique dans les circuits constituant l'appareil de mesure. La très grande majorité des systèmes de TIE utilisent des électrodes autoadhésives (comme celles utilisées en électrocardiographie) qui sont placées à la hauteur de la région du thorax qu'on désire observer. Pour des raisons pratiques, leur nombre est habituellement limité à seize ou à trente-deux.

Comme pour l'exemple simple du bloc de conductivité homogène, l'obtention d'une image de la distribution de conductivité se réalise en deux étapes : l'acquisition des mesures et la reconstruction de la distribution de conductivité.

Dans le cas du bloc homogène, une seule mesure a suffi pour déterminer complètement sa distribution de conductivité. Dans le cas plus complexe du thorax, plusieurs mesures sont nécessaires. L'acquisition des mesures consiste donc à effectuer le plus de mesures indépendantes possible étant donné le nombre d'électrodes disponibles. Elles sont obtenues en appliquant un courant sinusoïdal de faible amplitude par une paire d'électrodes et en mesurant simultanément la différence de potentiel sur toutes les paires d'électrodes non utilisées pour appliquer le courant. Ce processus est répété en utilisant une autre paire d'électrodes pour appliquer le courant jusqu'à ce que toutes les combinaisons indépendantes possibles aient été effectuées.

Une fois l'acquisition des mesures complétée, la reconstruction des images consiste à transformer les mesures de potentiel obtenues en image de la distribution de conductivité. Dans l'exemple simple précédent, deux équations dont la résolution est triviale avaient suffi. Pour le cas général, où la distribution de conductivité est complexe et le nombre de mesures est élevé, ces équations ne sont d'aucune utilité et il n'est pas possible, pour les raisons mentionnées plus haut, de résoudre directement la forme générale de la loi d'Ohm. L'utilisation d'une méthode plus générale s'impose. Elle nécessite la résolution des équations de Maxwell en utilisant un modèle composé d'éléments finis et une méthode d'optimisation mathématique.

1.7 Objectifs

Les travaux décrits dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre d'un projet de l'Institut de génie biomédical (IGB) dont l'objectif est d'utiliser la tomographie d'impédance électrique dans le but d'évaluer la distribution régionale de la ventilation au chevet des patients, en temps réel et de manière non effractive.

Au début de mon doctorat à l'IGB, un système de TIE appelé *TIE4* avait déjà été construit. Il n'était cependant pas suffisamment performant et convivial pour

atteindre l'objectif principal décrit plus haut. De plus, sa capacité à évaluer la distribution régionale de la ventilation n'avait jamais été évaluée. Les objectifs spécifiques suivants ont donc été élaborés pour cette thèse :

1. Améliorer les performances et la convivialité du système de TIE existant à tous les niveaux.
2. Développer des méthodes pour estimer les performances du système au moyen de fantômes et de validations *in vivo*.

1.8 Structure de la thèse

Pour atteindre les objectifs spécifiques décrits à la section précédente, tous les aspects d'un système de TIE ont dû être réévalués. L'amélioration des performances et de la convivialité a nécessité des développements importants et des contributions originales à l'appareil de mesure, à l'interface graphique et à l'algorithme de reconstruction qui font respectivement l'objet des chapitres 2, 4 et 5. L'estimation des performances du système a nécessité le développement de fantômes et la réalisation d'expériences *in vivo* qui font l'objet respectivement des chapitres 3 et 6.

Chacun des six chapitres contient une brève introduction, une revue de la littérature pertinente, une partie théorique, une description et une discussion des résultats obtenus ainsi qu'une brève conclusion. Cette approche de regrouper dans un même chapitre tout ce qui est pertinent à un sujet donné a été adoptée dans le but de faciliter la lecture de cette thèse à cause de l'étendue des domaines qui y sont couverts. Un chapitre de conclusion résume les contributions réalisées sur chacun des sujets et offre une perspective d'avenir sur ce qui devrait être réalisé subséquent pour développer et démontrer le plein potentiel de la méthode.

CHAPITRE 2

APPAREIL DE TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

Tel que mentionné dans l'introduction, la première étape de la tomographie d'impédance électrique (TIE) consiste à réaliser des mesures simultanées de différences de potentiel et d'intensités de courant. Elles sont effectuées par l'intermédiaire d'électrodes autoadhésives placées sur le thorax à la hauteur de la région qu'on désire observer. La réalisation de cette première étape nécessite l'utilisation d'un appareil optimisé pour cette tâche qu'on appelle *appareil de TIE* ou *tomographe d'impédance électrique*.

Ce chapitre présente d'abord une revue de la littérature insistant sur les différentes stratégies d'acquisition des mesures et les différents types d'appareil. L'appareil utilisé à l'Institut de génie biomédical (IGB) ainsi que les améliorations qui lui ont été apportées sont ensuite décrits. Les résultats de ces améliorations sont enfin présentés et commentés. Le tout se termine par une conclusion sur l'effet de ces améliorations et sur les points à considérer lors de la conception de la prochaine génération d'appareil.

2.1 Revue de la littérature

Tous les appareils de TIE décrits dans la littérature poursuivent le même objectif, soit de réaliser des mesures simultanées de potentiels électriques et d'intensités de courant. Ils y parviennent cependant en utilisant des stratégies différentes. Cette revue de la littérature expose les différentes options qui existent pour chacune des caractéristiques d'un appareil de TIE tout en soulignant les avantages et les inconvénients qu'elles présentent. Le lecteur plutôt intéressé à une énumération de tous les appareils décrits dans la littérature est invité à consulter la revue réalisée

par Rigaud et Morucci (1996) et celle de Robitaille (2000) qui la complète très bien.

2.1.1 Application de courant ou de potentiel

Tel que décrit plus haut, le rôle d'un appareil de TIE est d'effectuer des mesures simultanées de potentiels électriques et d'intensités de courant. En pratique, si l'on effectuait de telles mesures en utilisant des électrodes placées à la surface du thorax, on observerait des signaux, correspondant aux activités cardiaque et musculaire, similaires à ceux observés dans l'électrocardiogramme et l'électromyogramme respectivement. Il n'est cependant pas possible d'utiliser ces signaux pour la tomographie d'impédance électrique pour deux raisons principales : 1) l'amplitude de ces signaux est relativement faible; 2) on ne connaît pas avec exactitude la position et l'intensité des sources qui les engendrent. Pour effectuer les mesures de TIE, il faut donc que l'appareil génère lui-même un champ électrique et une densité de courant à l'intérieur du thorax.

Pour ce faire, l'appareil doit appliquer des courants et mesurer les tensions engendrées ou appliquer des tensions et mesurer les courants résultants. Bien qu'en théorie, les deux options soient équivalentes, elles ne le sont pas d'un point de vue pratique lorsqu'on tient compte des impédances de contact formées par l'interface peau-électrode. Ces impédances de contact sont relativement élevées (quelques milliers d'ohms), très variables et non prévisibles. Il est donc préférable d'utiliser une méthode où l'effet de ces impédances de contact est négligeable.

La première option nécessite l'utilisation de voltmètres et de sources de courant. Un voltmètre idéal présente une impédance d'entrée infinie alors qu'une source de courant idéale possède une impédance de sortie infinie. L'impédance de contact devient alors négligeable comparativement à ces impédances. Pour ce qui est de la deuxième option, il est nécessaire d'utiliser des sources de tension et des ampèremètres qui possèdent respectivement une impédance d'entrée et une

impédance de sortie très faibles. L'effet des impédances de contact devient alors très important comparativement à ces impédances.

Pour ces raisons, la très grande majorité des systèmes décrits dans la littérature appliquent des courants et mesurent des tensions. Les seuls systèmes qui font l'inverse sont ceux qui effectuent leurs mesures en utilisant des fréquences élevées (Zhu *et al.*, 1993). Les inconvénients inhérents aux impédances de contact sont alors compensés par le fait qu'il est beaucoup plus simple de concevoir une source de tension qu'une source de courant lorsqu'on utilise de telles fréquences. Malgré le fait qu'une source de tension soit utilisée, le courant qu'elle applique est mesuré à l'aide d'une résistance placée en série à sa sortie et est utilisé comme mesure au lieu de la tension de la source. De plus, les potentiels sont mesurés aux autres électrodes, et non les intensités de courant. Les mesures obtenues sont donc de la même nature que celles obtenues en utilisant une source de courant à l'exception du fait que l'intensité du courant appliqué varie d'une expérience à l'autre à cause de l'utilisation d'une source de tension. Bien que ces mesures ne soient pas plus sensibles aux effets des impédances de contact que dans le cas où une source de courant est utilisée, l'algorithme de reconstruction utilisé (Chapitre 5) devra tenir compte du fait que le courant varie d'une expérience à l'autre. La majorité des groupes qui utilisent une source de courant de qualité ne juge même pas nécessaire de mesurer l'intensité de celui-ci.

2.1.2 Patrons de courant utilisés

Il existe plusieurs manières d'appliquer des courants dans le thorax en utilisant N électrodes placées à la hauteur de la région qu'on désire étudier. Bien qu'il soit possible d'appliquer simultanément des courants par toutes les électrodes, la somme des courants qui entrent dans le thorax doit évaluer à chaque instant la somme de ceux qui en sortent. On appelle le vecteur de longueur N formé par les N intensités

de courant appliqué aux N électrodes un *patron de courant*. Afin de respecter la contrainte précédente, la somme des éléments de ce dernier doit toujours être nulle.

Bien qu'il existe une infinité de patrons de courant, il n'y en a que $N - 1$ qui sont linéairement indépendants. Il n'y a donc, en théorie, aucun avantage à en utiliser plus, sauf dans le but d'ajouter de la redondance dans les mesures et ainsi augmenter la robustesse du système au bruit. Peu importe les patrons de courant choisis, il faut cependant s'assurer que ce choix en inclut $N - 1$ qui sont linéairement indépendants. Différentes stratégies existent dans la littérature pour la sélection des patrons de courant. On peut les classer en deux catégories : les méthodes bipolaires et les méthodes dites optimales.

Les méthodes bipolaires regroupent celles qui n'utilisent que deux électrodes à la fois pour injecter du courant. Celle qui est la plus utilisée dans la littérature est la méthode qui utilise les paires d'électrodes adjacentes. Un système à N électrodes comporte N paires d'électrodes adjacentes qui permettent de définir autant de patrons de courant. Les intensités de courant utilisées sur une paire adjacente sont évidemment l'opposé l'une de l'autre afin de respecter la contrainte sur la somme des courants. Il existe également des systèmes qui utilisent le même principe mais en utilisant des paires d'électrodes diamétralement opposées au lieu d'adjacentes (Avis et Barber, 1992). La méthode par paires adjacentes fournit des mesures de potentiel qui sont très sensibles à la distribution de conductivité périphérique alors que la méthode par paires opposées est plus sensible à la distribution centrale. On pourrait également envisager d'autres cas où les paires d'électrodes seraient choisies différemment, mais il en est fait très peu mention dans la littérature.

Les méthodes dites optimales utilisent toutes les électrodes simultanément pour injecter du courant. Les patrons de courant sont choisis de manière à maximiser l'écart qui existe entre les mesures de potentiel de deux distributions de conductivité qui sont choisies arbitrairement. Ces deux distributions de conductivité pourraient

être, par exemple, une distribution homogène et une autre dans laquelle un petit objet conducteur est présent au centre. On peut démontrer dans un tel cas (Cheney et Isaacson, 1992) que les patrons de courant optimaux auront une forme sinusoïdale, *i.e.* le courant est maximal à une électrode et son amplitude aux autres électrodes varie sinusoïdalement en fonction de l'écart par rapport à la première. N patrons de courant peuvent être ainsi formés simplement en choisissant une autre électrode où le courant est maximal. Ces patrons de courant sinusoïdaux sont les plus couramment utilisés, parmi les groupes qui utilisent une méthode dite optimale, car ils augmentent la résolution des images de TIE à l'endroit où elle est la plus faible : le centre.

Chacun de ces deux types de méthodes présente des avantages et des inconvénients. Les méthodes bipolaires nécessitent un appareil de TIE beaucoup plus simple que les méthodes optimales à cause du fait que seulement deux électrodes sont utilisées simultanément pour injecter du courant. Les méthodes optimales permettent, en théorie, d'utiliser moins de patrons de courant. Cette possibilité provient du fait que les patrons de courant optimaux sont obtenus par un calcul de vecteurs propres (Cheney et Isaacson, 1992). Les patrons de courant peuvent donc être classés par ordre croissant de leur valeur propre. Ceux dont la valeur propre est faible apportent très peu d'information sur la distribution de conductivité et peuvent donc, en théorie, être ignorés. En pratique, dans la littérature, aucun groupe n'utilise cet avantage et tous les patrons de courant sont appliqués. La très grande majorité des groupes de recherche utilisent la méthode bipolaire par paires adjacentes à cause de la simplicité de l'appareil requis et des algorithmes de reconstruction qui peuvent être utilisés (Chapitre 5). C'est d'ailleurs la méthode utilisée originalement dans le tout premier système de TIE (Barber et Brown, 1984). En comparant les différents appareils décrits dans la littérature, les avantages d'utiliser la méthode optimale semblent minimes par rapport aux inconvénients qu'elle com-

porte (Hua *et al.*, 1992).

2.1.3 Méthode à deux ou à quatre électrodes

Comme on ne peut mesurer le potentiel électrique de manière absolue, on utilise plutôt une paire d'électrodes afin d'obtenir des différences de potentiel électrique qu'on appelle également *tensions*. La mesure d'impédance la plus simple qu'on puisse effectuer nécessite deux électrodes pour injecter le courant et deux autres pour effectuer la mesure de tension. Pour réaliser cette mesure, les méthodes dites à quatre électrodes utilisent des électrodes distinctes tandis que les méthodes dites à deux électrodes en utilisent une seule paire qui sert à la fois à appliquer le courant et effectuer la mesure de tension.

Dans la littérature, la méthode dite à quatre électrodes est de beaucoup préférée car elle fournit des mesures plus précises. Cette précision accrue s'explique par la présence des impédances de contact formées de l'interface peau-électrode qui sont relativement élevées, variables et non prévisibles. Le fait d'appliquer un courant à travers cette impédance de contact engendre une différence de potentiel également variable de manière non prévisible. Si une électrode est utilisée à la fois pour appliquer le courant et mesurer la tension, cette différence de potentiel indésirable s'ajoute à la mesure et en affecte grandement la qualité. Il est donc préférable de ne pas utiliser une même électrode pour injecter du courant et mesurer une tension simultanément. La méthode à quatre électrodes est donc préférable, par définition, à l'autre méthode.

Le seul inconvénient à utiliser un système à quatre électrodes est que le nombre de mesures indépendantes est réduit de $N(N-1)/2$ à $N(N-3)/2$. Cette réduction en nombre n'est cependant pas dramatique puisque de toute manière les mesures enlevées sont de bien piètre qualité. Il est difficile pour les groupes qui utilisent des patrons de courant optimaux d'utiliser la méthode à quatre électrodes car ils

appliquent du courant simultanément par toutes les électrodes. Le seul moyen d'y parvenir est de doubler le nombre d'électrodes et d'en utiliser la moitié pour appliquer les courants et l'autre moitié pour mesurer les tensions (Li *et al.*, 1996). Il faut cependant garder à l'esprit que la résolution d'un tel système utilisant $2N$ électrodes est comparable à un système à N électrodes utilisant des patrons de courant bipolaires.

2.1.4 Fréquences utilisées

La sécurité du patient, la précision des mesures, la complexité de l'appareil et les contrastes de conductivité doivent être pris en considération lors du choix de la fréquence utilisée pour appliquer les courants et mesurer les tensions.

Le rapport signal sur bruit des mesures de tension peut être grandement amélioré en augmentant l'intensité des courants appliqués. La sécurité du patient dicte cependant d'utiliser les courants les plus faibles possible. Bien que ces deux critères semblent incompatibles, la solution réside dans le choix de la fréquence. En effet, les expériences de Dalziel (1972) démontrent que les seuils de perception, d'immobilisation et de fibrillation ventriculaire par rapport à l'intensité du courant augmentent en fonction de la fréquence. En utilisant une fréquence plus élevée, on peut donc injecter un courant plus grand tout en restant sous le seuil de perception. Cela permet d'augmenter le rapport signal sur bruit tout en assurant la sécurité du patient. L'utilisation d'une fréquence élevée complique cependant la conception des circuits de mesure et des sources de courant.

Dans la littérature, la très grande majorité des systèmes utilisent une fréquence entre 10 et 100 kHz. Cette bande de fréquence représente un bon compromis entre le rapport signal sur bruit des mesures et la difficulté à concevoir un appareil de TIE.

Comme la conductivité des tissus biologiques varie de manière spécifique en

fonction de la fréquence, il est possible d'utiliser cette information pour les distinguer. Une approche, appelée *imagerie paramétrique*, exploite ce comportement en utilisant le modèle de Cole (1940). Les paramètres de ce modèle peuvent être obtenus par des mesures simultanées à plusieurs fréquences. Puisque chaque tissu possède des valeurs spécifiques pour ces paramètres, il est alors possible de les identifier plus facilement. Même pour un système utilisant une seule fréquence, il est possible d'augmenter la capacité à distinguer deux tissus en choisissant la fréquence à laquelle la différence de leur conductivité est maximale.

2.1.5 Systèmes parallèles, sériels ou semi-parallèles

Certains appareils de TIE possèdent autant de circuits identiques de source de courant que d'électrodes alors que d'autres n'en possèdent qu'un seul qui peut être branché sur n'importe quelle paire d'électrodes via un multiplexeur analogique. Les appareils qui utilisent des patrons de courant optimaux doivent évidemment en posséder un pour chaque électrode tandis que ceux qui utilisent les patrons de courant bipolaires n'ont pas cette limitation.

Deux configurations existent pour mesurer les tensions sur les paires d'électrodes. La première utilise autant de circuits de mesure de tension que de paires d'électrodes alors que la seconde en utilise un seul qui peut être commuté d'une paire d'électrodes à une autre via un multiplexeur analogique. Les appareils qui possèdent un circuit de mesure par électrode sont plus rapides mais plus coûteux que ceux qui n'en utilisent qu'un seul. De plus, ceux qui utilisent plusieurs circuits doivent être calibrés minutieusement pour s'assurer que tous les circuits sont uniformes.

Dans la littérature, on classe les systèmes selon trois types (Rigaud *et al.*, 1993). Les *systèmes parallèles* sont ceux qui possèdent une source de courant et un circuit de mesure de tension par électrode. Les *systèmes sériels* sont ceux qui sont dotés

d'une seule source de courant et d'un seul circuit de mesure de tension. Les systèmes qui possèdent autant de sources de courant qu'il y a d'électrodes mais un seul circuit de mesure de tension sont dits *systèmes semi-parallèles*.

2.1.6 Électrodes actives ou non

Pour effectuer des mesures de qualité, les sources de courant ainsi que les circuits de mesure de potentiel doivent idéalement être placés le plus près possible des électrodes afin de minimiser l'effet des capacités parasites. Ces dernières sont proportionnelles à la longueur des câbles utilisés pour relier le patient à l'appareil et leurs effets augmentent en fonction de la fréquence utilisée. Elles réduisent considérablement l'impédance d'entrée du circuit de mesure et l'impédance de sortie de la source de courant qui doivent être les plus élevées possible.

Comme il n'est pas possible de placer un système de TIE complet directement sur le patient, les câbles utilisés pour le relier atteignent habituellement un ou deux mètres de longueur. Il est cependant possible de minimiser l'effet des capacités parasites en utilisant des circuits électroniques, qu'on appelle *électrodes actives*, placés directement sur les électrodes (Rigaud *et al.*, 1993). Les circuits de première ligne sont intégrés aux électrodes actives alors que le reste des circuits demeure dans un boîtier situé à faible distance du patient. Les circuits contenus dans les électrodes actives sont habituellement les sources de courant et les préamplificateurs reliés au circuit de mesure de tension. Ceci permet d'éviter que les capacités parasites réduisent les impédances élevées nécessaires à la qualité des sources de courant et des circuits de mesure de tension. Bien que l'utilisation d'électrodes actives améliore grandement la qualité des signaux, son principal inconvénient résulte d'un plus grand encombrement pour le patient car elles sont plus grosses que de simples électrodes conventionnelles.

2.1.7 Autres considérations

Il y a évidemment bien d'autres éléments à considérer lors de la conception d'un appareil de TIE, comme le circuit qui génère le signal sinusoïdal de référence pour les sources de courant, le circuit de démodulation qui effectue la mesure de potentiel à une fréquence donnée et la barrière d'isolation galvanique pour la sécurité du patient.

Certains appareils génèrent le signal de référence et effectuent la démodulation de manière numérique alors que d'autres le font de manière analogique. Les appareils numériques possèdent habituellement une plus grande précision et une meilleure stabilité dans le temps. Les premiers systèmes étaient entièrement analogiques alors que les nouveaux sont, de plus en plus, entièrement numériques.

La sécurité du patient est assurée par l'utilisation d'une barrière d'isolation électrique. Aucun signal électrique ne traverse cette barrière afin d'isoler le patient du secteur électrique. Les signaux qui doivent la traverser le font habituellement sous forme optique ou magnétique. La transmission sous forme optique est assurée par des fibres optiques ou des optocoupleurs alors que la forme magnétique l'est par un transformateur. De plus, les alimentations électriques des circuits branchés directement sur le patient doivent aussi être isolées du secteur. L'utilisation d'un bloc d'alimentation linéaire respectant les normes médicales de courant de fuite garantit cette isolation.

2.2 Description du tomographe d'impédance

Le système de TIE développé à l'IGB s'appelle *TIE4* du fait qu'il en représente la quatrième génération. La terminologie développée à la section précédente permet d'en résumer les caractéristiques de la façon suivante. Il peut appliquer tous les types de patrons de courant bipolaires et effectuer des mesures de tension à deux ou à quatre électrodes. C'est un système sériel entièrement numérique doté

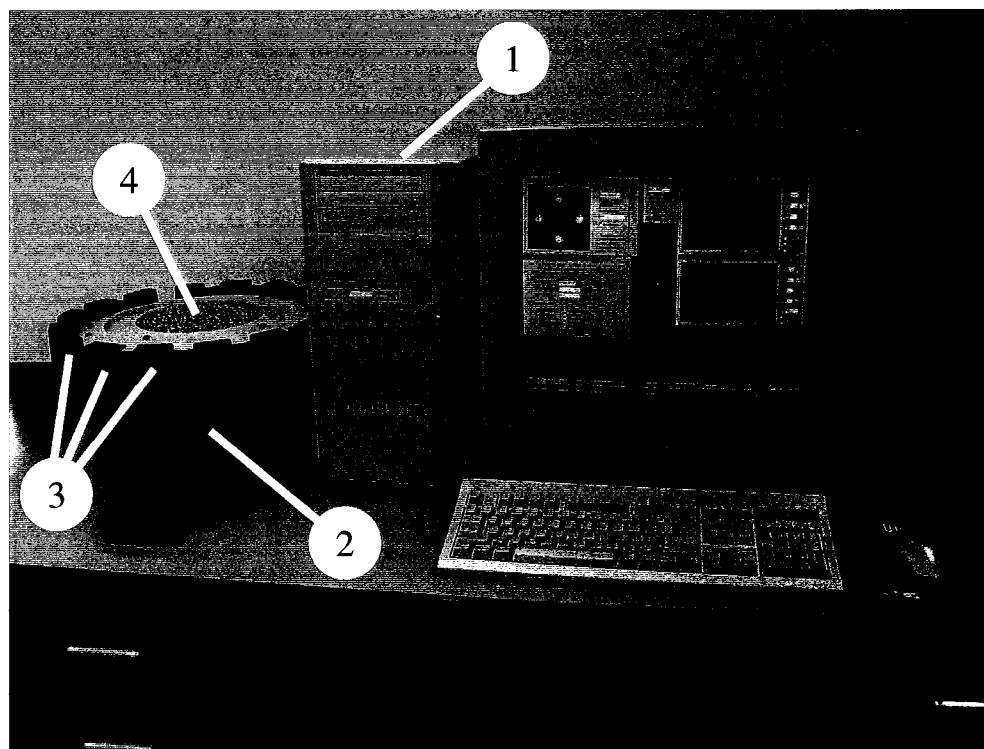


Figure 2.1 Photographie du système TIE4. ① PC contenant la carte TIE4PC. ② Boîtier d'isolation. ③ Cartes d'électrode active (il y en a seize en tout). ④ Fantôme représentant un milieu homogène.

d'électrodes actives. La barrière d'isolation électrique est réalisée par deux transformateurs et quatre optocoupleurs. Sa fréquence d'opération est fixée à 50 kHz et le courant maximal est de 4 mA crête à crête. Malgré la grande flexibilité de l'appareil, la méthode utilisant les paires d'électrodes adjacentes pour appliquer les courants et la méthode à quatre électrodes pour mesurer les tensions sont toujours utilisées pour les raisons mentionnées précédemment.

La figure 2.1 présente une photographie du système TIE4. Comme on peut le constater, il est composé de trois parties : un PC dans lequel est installée une carte ISA ①, un boîtier d'isolation ② et seize cartes d'électrode active ③. Sur cette photographie, le système est branché sur un fantôme ④ représentant un milieu

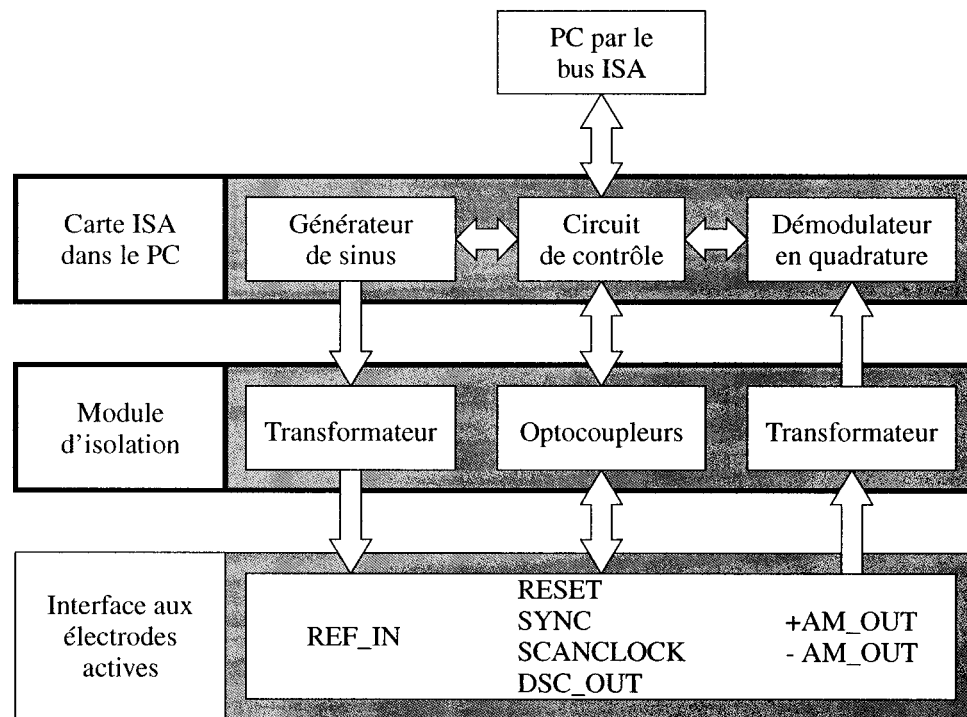


Figure 2.2 Représentation schématique du système TIE4.

cylindrique dont la conductivité est homogène. Ce dernier est décrit plus en détail au chapitre 3.

La figure 2.2 montre une représentation schématique du système afin de mieux comprendre le rôle de chacun de ses composants. La carte ISA, appelée *TIE4PC*, contient un générateur de sinus, un circuit de contrôle et un démodulateur en quadrature. Le module d'isolation sert à réaliser la barrière d'isolation électrique nécessaire à la sécurité du patient. Il contient deux transformateurs et quatre optocoupleurs pour isoler respectivement les signaux analogiques et numériques. L'interface aux électrodes actives comporte six signaux dont quatre sont numériques (RESET, SYNC, SCANCLOCK et DSC.OUT) et deux sont analogiques (REF_IN et +/-AM.OUT). La fonction de ces signaux et de chacun des trois composants du système est expliquée plus en détail dans les sections suivantes.

2.2.1 Cartes d'électrode active

La séquence d'acquisition de loin la plus utilisée est la méthode par paire d'électrodes adjacentes. Lorsqu'on utilise seize électrodes, elle comporte 208 mesures qui sont illustrées à la figure 2.3. Elle débute par l'application d'un courant entre les électrodes 1 et 2 et la mesure de tension sur la paire d'électrodes voisine formée par les électrodes 3 et 4. Le numéro des électrodes est ensuite incrémenté jusqu'à ce qu'une rotation complète ait été effectuée à la seizième mesure. La 17^e mesure consiste à appliquer le courant par les mêmes électrodes que la première mais en mesurant la tension aux bornes de la paire d'électrodes adjacentes suivante formée des électrodes 4 et 5. Le numéro des électrodes est encore une fois incrémenté jusqu'à la 32^e mesure. Ce même processus se poursuit jusqu'à la 208^e mesure.

L'illustration de cette séquence nous permet de réaliser que pour chacune des mesures, deux électrodes sont utilisées pour appliquer le courant, deux pour mesu-

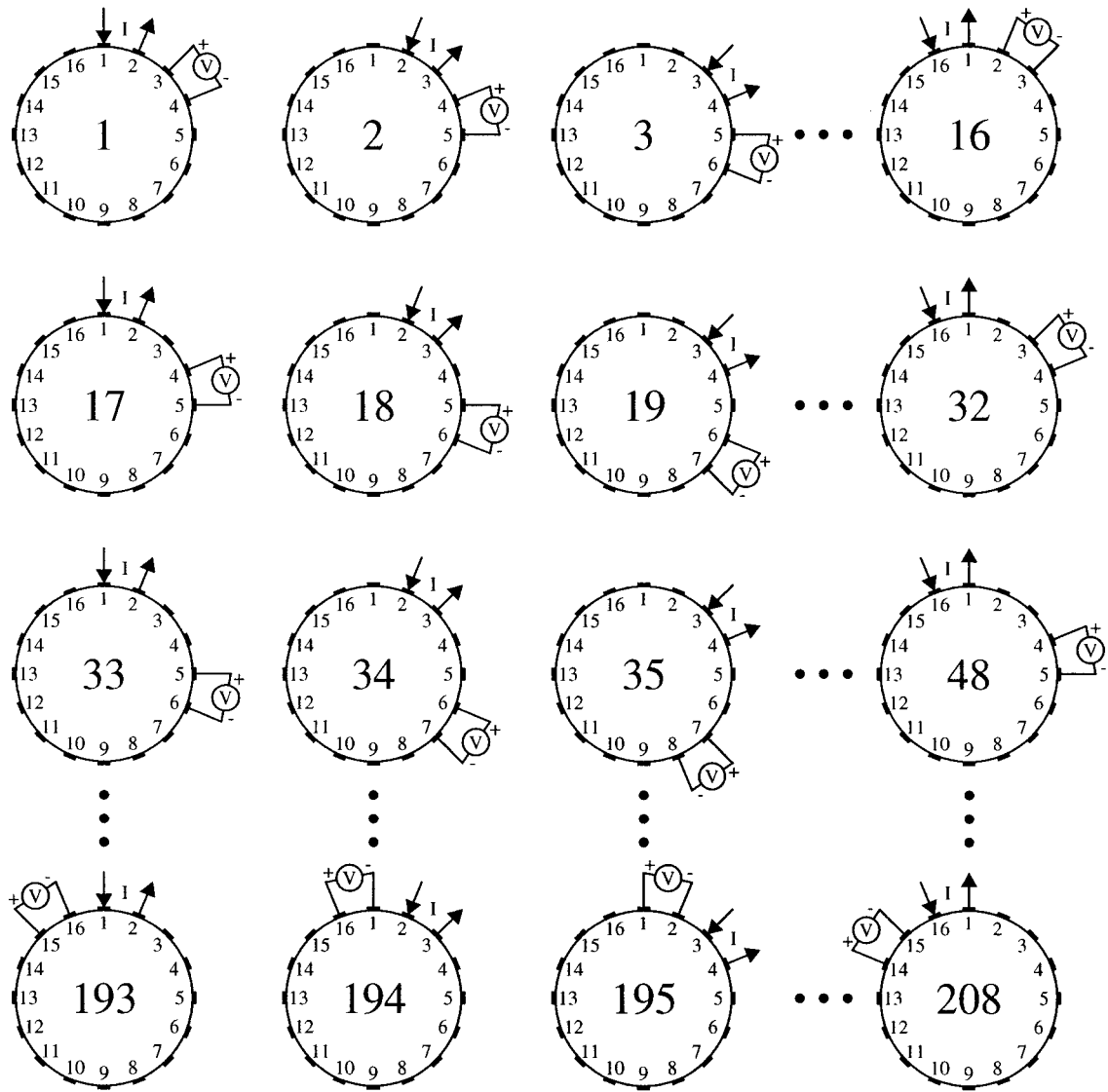


Figure 2.3 Séquence d'acquisition des données de TIE.

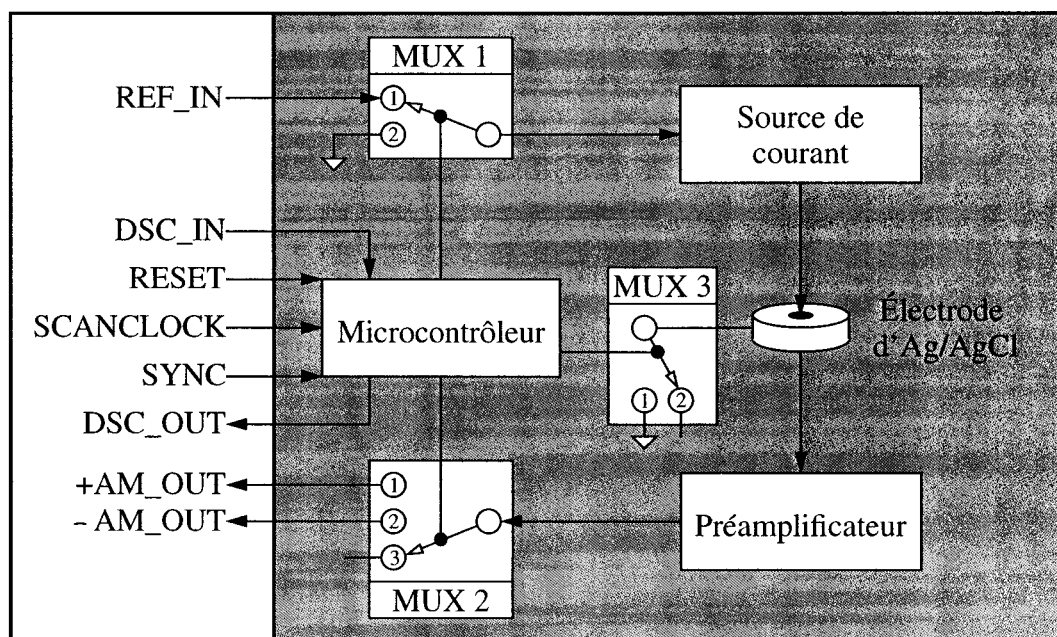


Figure 2.4 Représentation schématique d'une électrode active.

rer la tension et les douze autres sont inactives. L'électrode par laquelle le courant entre dans le milieu est dite en mode *source de courant* et celle par laquelle il sort est dite en mode *puits de courant*. Celle connectée à la borne positive du voltmètre est dite en mode *suiveur de tension* alors que celle qui est branchée à la borne négative est dite en mode *inverseur de tension*. Lorsqu'une électrode n'est dans aucun des modes précédents, elle est dite en mode *déconnecté*. Selon le numéro de la mesure, chaque électrode d'Ag/AgCl (Argent/Chlorure d'argent) autoadhésive peut donc être placée dans cinq modes différents. Pour cela, chaque électrode autoadhésive est couplée à une électrode active ayant pour fonction de s'assurer que son électrode est placée dans le bon mode lors de chacune des 208 mesures.

La figure 2.4 montre une représentation schématique d'une électrode active. Elle contient quatre composants principaux : un microcontrôleur, une source de courant, un préamplificateur et des multiplexeurs analogiques. La source de courant

Tableau 2.1 Position des multiplexeurs de la figure 2.4 pour chacun des modes d'une électrode active.

Mode de l'électrode active	Position pour MUX 1	Position pour MUX 2	Position pour MUX 3
Source de courant	1	3	2
Puits de courant	2	3	1
Suiveur de tension	2	1	2
Inverseur de tension	2	2	2
Déconnecté	2	3	2

produit un courant proportionnel à la tension qui la commande. Le multiplexeur MUX 1 permet de brancher la tension de commande à la masse pour ne pas injecter de courant ou encore au signal REF_IN pour injecter un courant proportionnel à celui-ci. Ce signal est généré par la carte TIE4PC (section 2.2.3) et est simplement une tension sinusoïdale à 50 kHz. Le multiplexeur MUX 3 est utilisé pour brancher l'électrode à la masse ou non et ainsi pouvoir agir comme puits de courant lorsque nécessaire. Le préamplificateur est simplement un suiveur de tension, *i.e.* il ne modifie pas l'amplitude du signal de tension mais présente une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie faible. Le multiplexeur MUX 2 permet de connecter la sortie de ce préamplificateur sur la ligne +AM_OUT ou -AM_OUT selon qu'on désire utiliser cette électrode comme suiveur ou inverseur de tension. Ces lignes aboutissent aux bornes positive et négative d'un amplificateur différentiel situé sur la carte TIE4PC (section 2.2.3). Le rôle du microcontrôleur consiste à aiguiller les trois multiplexeurs pour que l'électrode accomplisse correctement son rôle à chaque instant. Pour ce faire, il doit interpréter les signaux numériques qu'il reçoit : DSC_IN, DSC_OUT, RESET, SYNC et SCANCLOCK. Le tableau 2.1 indique la position que doit occuper chaque multiplexeur pour placer l'électrode dans les cinq modes possibles.

De tous les signaux mentionnés précédemment, seuls les signaux DSC_IN et

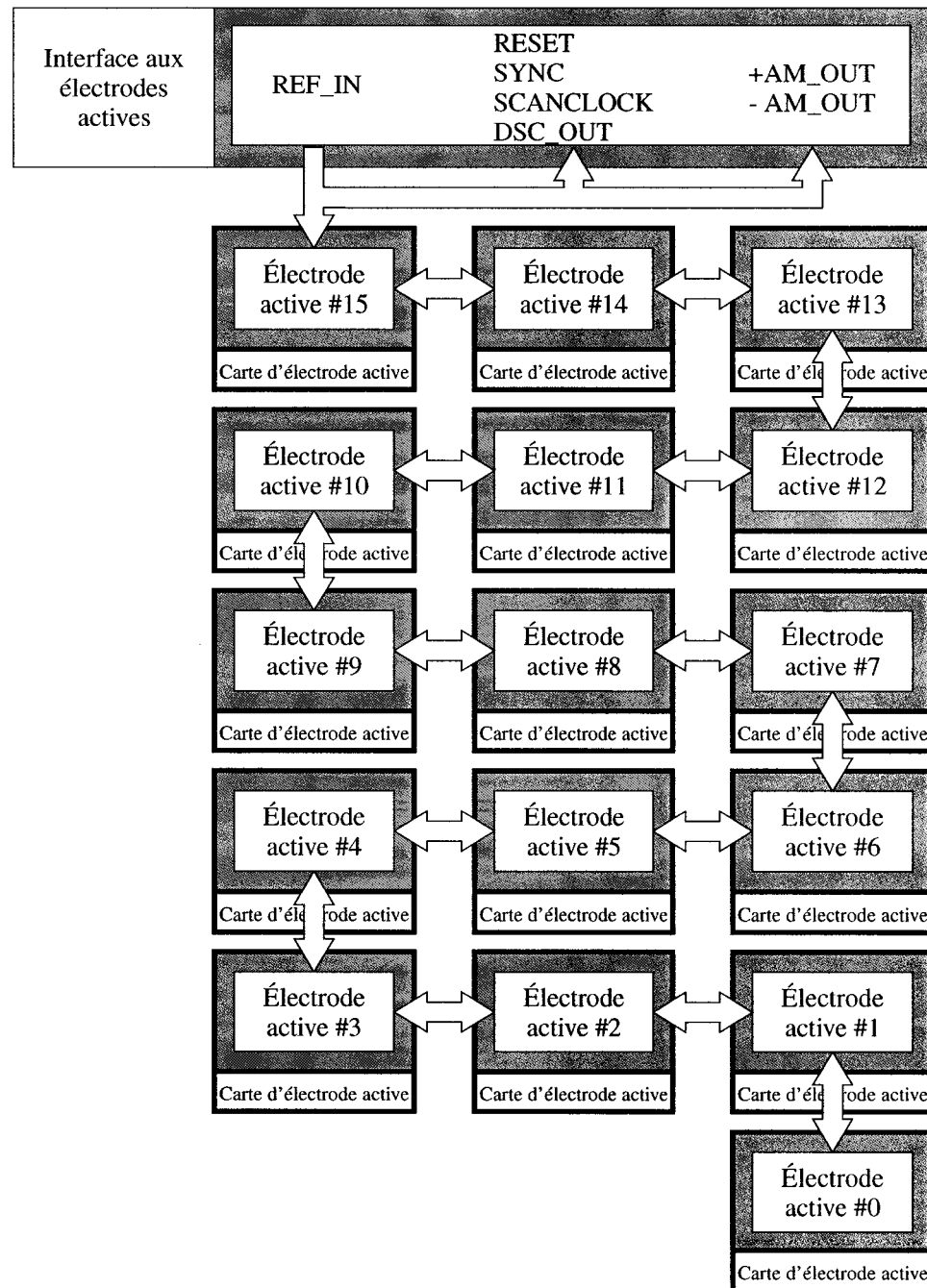


Figure 2.5 Représentation schématique d'une ceinture composée de seize électrodes actives.

DSC_OUT ne sont pas distribués en parallèle à toutes les électrodes en provenance de la carte TIE4PC (section 2.2.3). Ils sont plutôt connectés en cascade, *i.e.* le signal DSC_OUT de la première électrode est relié au DSC_IN de la deuxième et ainsi de suite. Le DSC_IN de la première électrode n'est connecté à rien mais une résistance de rappel fixe son niveau à 5V. Le DSC_OUT de la dernière électrode parvient jusqu'à la carte TIE4PC. La figure 2.5 montre une représentation schématique de la ceinture composée de seize cartes d'électrodes actives branchées en cascade. On peut y observer les six signaux qui réalisent l'interface entre les électrodes actives et la carte TIE4PC en passant par le boîtier d'isolation. Cette interface est évidemment la même que celle de la figure 2.2 qui présente les deux autres composants du système de TIE : le boîtier d'isolation et la carte TIE4PC.

Afin d'accomplir sa tâche qui consiste à placer son électrode d'Ag/AgCl dans la bonne configuration, l'électrode active doit connaître sa position et le nombre d'électrodes actives dans la chaîne. Cette information lui est fournie lors de la phase d'initialisation. Les électrodes actives se trouvent dans cette phase dès qu'elles sont alimentées ou qu'une pulsation est envoyée sur la ligne RESET.

Au début de la phase d'initialisation, chaque microcontrôleur place sa ligne DSC_OUT à zéro. Comme cette ligne est branchée au DSC_IN de l'électrode suivante, toutes les lignes DSC_IN des microcontrôleurs sont à zéro à l'exception de celle de la première électrode qui n'est branchée à rien mais dont la valeur est fixée à 5V par sa résistance de rappel. La ligne DSC_OUT de la dernière électrode parvient jusqu'à la carte TIE4PC. De plus, chaque microcontrôleur initialise à zéro une variable représentant le nombre d'électrodes dans la chaîne et une autre représentant sa position dans la chaîne.

Chaque microcontrôleur attend ensuite une pulsation sur la ligne SCANCLOCK commandée par la carte TIE4PC. Lorsqu'elle survient, chaque microcontrôleur incrémente les variables représentant le nombre d'électrodes et sa position dans la

chaîne. Il vérifie ensuite l'état de sa ligne DSC_IN. Si elle est à 5V, cela indique que la variable correspondant à sa position dans la chaîne est exacte et qu'il ne doit plus la modifier. Au début seule la première électrode a sa ligne DSC_IN à 5V. Chaque électrode propage ensuite la valeur de sa ligne DSC_IN à sa ligne DSC_OUT afin que la valeur de 5V se propage à la prochaine électrode. Ce processus, qui consiste d'abord à attendre la prochaine transition sur la ligne SCANCLOCK, à surveiller ensuite la valeur du signal DSC_IN et à entreprendre enfin les actions appropriées, continue jusqu'à ce que la dernière électrode de la chaîne place sa ligne DSC_OUT à 5V. La carte TIE4PC reçoit ce signal et peut déduire le nombre d'électrodes présentes dans la chaîne du nombre de pulsations qu'elle a envoyées sur la ligne SCANCLOCK. Elle signale la fin de la phase d'initialisation aux électrodes actives en envoyant une pulsation sur la ligne SYNC. Ces dernières comprennent alors que la période d'initialisation est terminée et passent à la phase d'acquisition. Toutes les électrodes actives possèdent ainsi l'information dont elles ont besoin pour cette nouvelle phase : le nombre d'électrodes dans la chaîne et leur position dans celle-ci.

Durant la phase d'acquisition, chaque électrode active connaît la séquence d'acquisition (figure 2.3). Elle sait donc pour chacune des 208 mesures quel est le numéro des électrodes qui doivent agir comme source ou puits de courant et comme suiveur ou inverseur de tension. Au début de la phase d'acquisition, une variable interne du microcontrôleur contenant le numéro de la mesure présentement en cours est mis à un. Le microcontrôleur programme alors les multiplexeurs (tableau 2.1) de l'électrode active pour assumer son rôle lors de la première mesure. Une pulsation sur la ligne SCANCLOCK indique au microcontrôleur qu'il doit incrémenter son compteur de mesures afin de passer à la suivante. Il ajuste alors ses multiplexeurs en conséquence. Lorsque le numéro de la mesure atteint 208, la ligne DSC_OUT est placée à un et le compteur de mesures est réinitialisé. Pour toutes les autres mesures la ligne DSC_OUT est placée à zéro. Le PC peut donc lire l'état de la ligne

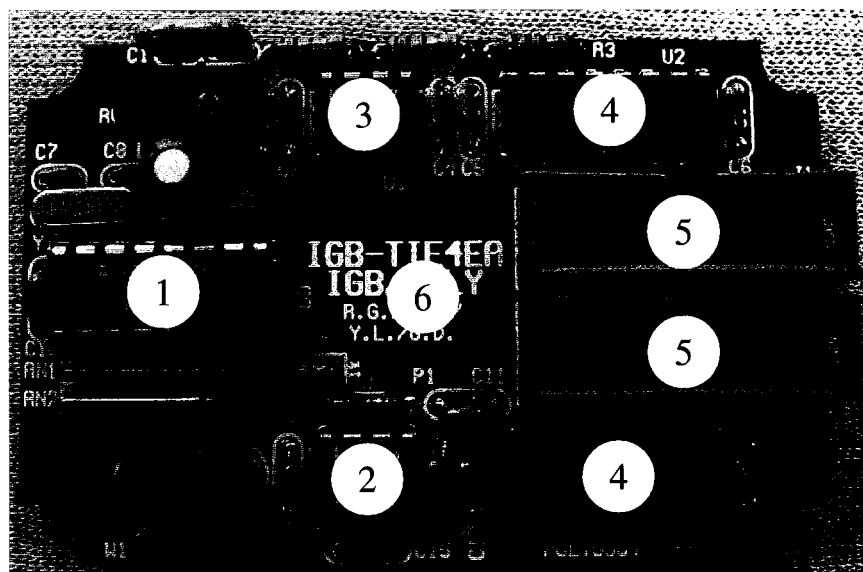


Figure 2.6 Photographie d'une électrode active. ① Microcontrôleur. ② Circuit principal du préamplificateur. ③ Circuit principal de la source de courant. ④ Multiplexeurs analogiques. ⑤ Connecteurs d'interface aux électrodes actives. ⑥ Emplacement du connecteur de l'électrode d'Ag/AgCl situé sous la carte.

DSC_OUT afin de se synchroniser sur la première mesure. Durant l'acquisition, une pulsation sur la ligne SYNC indique à toutes les électrodes de retourner à la première mesure et une pulsation sur la ligne RESET indique le retour à la phase d'initialisation.

La figure 2.6 présente une photographie d'une électrode active. On peut y voir le microcontrôleur ①, le circuit principal du préamplificateur ②, le circuit principal de la source de courant ③, les multiplexeurs analogiques ④, les connecteurs d'interface qui servent à relier les électrodes actives en cascade ⑤ et l'emplacement du connecteur pour l'électrode d'Ag/AgCl, qui est un bouton à pression situé sous la carte ⑥.

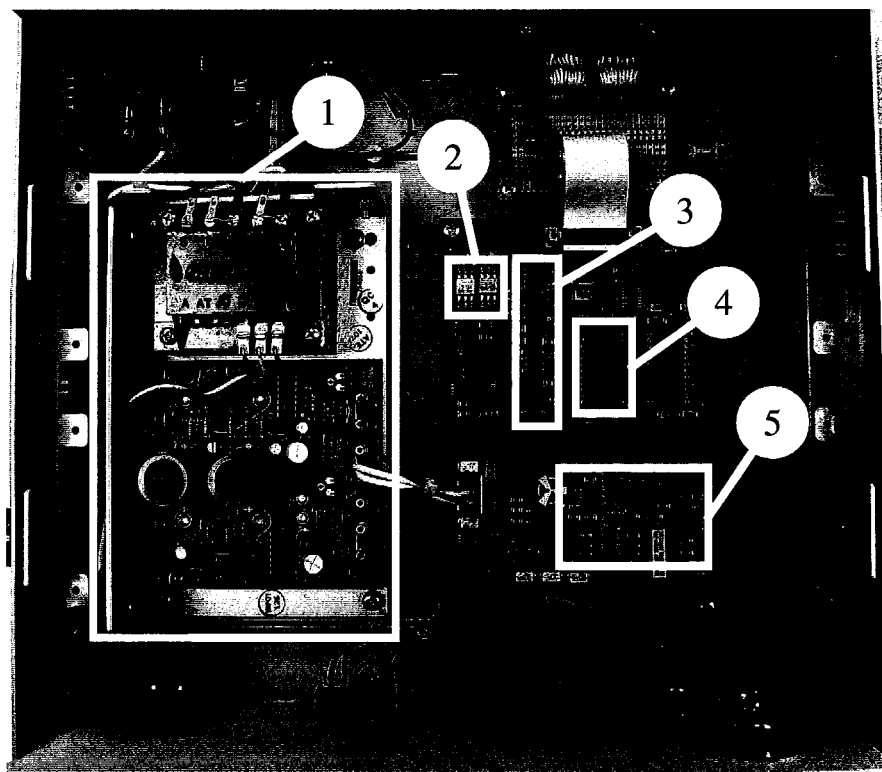


Figure 2.7 Photographie de l'intérieur du module d'isolation. ① Bloc d'alimentation isolé. ② Transformateurs d'isolation. ③ Optocoupleurs. ④ Amplificateur d'isolation. ⑤ Amplificateur d'ECG.

2.2.2 Boîtier d'isolation

La figure 2.7 présente une photographie de l'intérieur du boîtier d'isolation. Comme son nom l'indique, la fonction principale de ce boîtier est de réaliser la barrière d'isolation électrique nécessaire pour assurer la sécurité du patient. Elle empêche que le système de TIE n'agisse comme un chemin de retour à la terre en cas de défaillance du PC ou d'un autre équipement électrique situé à proximité du patient. Le principe de cette barrière est simple : aucun signal ne doit la franchir sous forme électrique. Les signaux analogiques (+/-AM_OUT et REF_IN) la franchissent sous la forme d'un champ magnétique à l'intérieur de transformateurs d'isolation (② dans la figure 2.7) tandis que les signaux numériques (RESET, SYNC, SCANCLOCK et DSC_OUT) la franchissent sous la forme de photons lumineux à l'intérieur des optocoupleurs ③.

Les circuits qui sont situés du côté isolé (celui du patient) de la barrière d'isolation doivent être alimentés. On utilise un bloc d'alimentation linéaire ① répondant aux normes médicales pour les courants de fuite. La qualité de l'isolation de ce bloc d'alimentation provient principalement du soin avec lequel son transformateur a été réalisé. Ce boîtier d'isolation contient également les circuits nécessaires à l'acquisition de signaux physiologiques comme l'électrocardiogramme (ECG) par exemple. Deux amplificateurs d'isolation ④ sont prévus pour isoler deux de ces signaux. L'un d'entre eux est utilisé pour isoler le signal provenant d'un amplificateur d'ECG ⑤ tandis que l'autre est disponible pour d'autres signaux. Bien que cette fonctionnalité soit utile pour d'autres applications, elle n'a été utilisée en aucun moment au cours des travaux décrits dans cette thèse.

2.2.3 Carte ISA située à l'intérieur du PC (TIE4PC)

La figure 2.8 présente une photographie de la carte ISA située à l'intérieur du PC (TIE4PC). Cette carte assume le contrôle du système de TIE. Elle assume

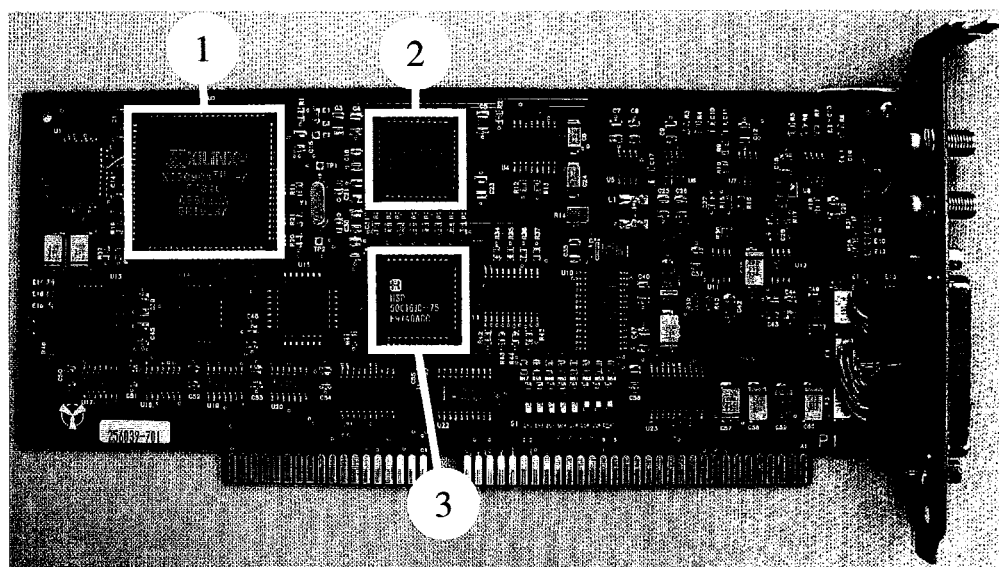


Figure 2.8 Photographie de la carte ISA qui se trouve à l'intérieur du PC. ① Circuit de contrôle (FPGA). ② Générateur de sinus (DDS). ③ Démodulateur en quadrature numérique (DDC).

trois fonctions principales : 1) génération du signal de référence (REF_IN) pour les sources de courant, 2) démodulation du signal différentiel (+/-AM_OUT) et 3) contrôle de la carte ISA et des électrodes actives.

La génération du signal de référence (REF_IN) est réalisée par un circuit programmable appelé *Direct Digital Synthesizer* (DDS) ②. Ce circuit permet de générer numériquement un courant sinusoïdal dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont programmables. Ce courant est ensuite converti en signal de tension par un circuit convertisseur courant-tension et passe ensuite dans un filtre passe-bas pour enlever les artefacts en forme d'escalier présents à la sortie du DDS. Le signal REF_IN est ensuite envoyé aux électrodes actives par l'intermédiaire du boîtier d'isolation.

La démodulation du signal différentiel (+/-AM_OUT) est nécessaire car la mesure du potentiel doit être effectuée à la fréquence correspondant au signal de

référence REF.IN, soit 50 kHz. Le circuit programmable utilisé pour effectuer cette démodulation en quadrature de phase est appelé *Digital Down Converter* (DDC) ③. Il fonctionne entièrement numériquement et effectue son travail en deux étapes. La première étape consiste à multiplier le signal par un cosinus obtenu d'un générateur interne. Le spectre du signal résultant contient une copie de celui du signal original ramené dans la bande de base et une autre, qui doit être éliminée, au double de la fréquence de démodulation. La deuxième étape consiste donc à éliminer cette dernière par un filtre passe-bas. Comme la largeur de bande du signal démodulé est beaucoup plus faible que celle du signal original, la fréquence d'échantillonnage à la sortie du filtre peut être réduite tout en respectant le critère de Nyquist. On peut alors utiliser un filtre à décimation dont la fréquence d'échantillonnage du signal à la sortie est plus faible que celle à l'entrée par un ratio appelé *facteur de décimation*. Cette décimation simplifie la mise en oeuvre du filtre et réduit la quantité d'information à traiter par la suite. Pour obtenir la composante du signal en quadrature de phase, le même traitement est effectué sur le signal mais en multipliant par un sinus au lieu d'un cosinus. Avant de parvenir au DDC, le signal est préalablement échantillonné par un convertisseur analogique-numérique (CAN) de douze bits. Ce CAN est précédé d'un filtre passe-bas pour prévenir les repliements spectraux et de deux amplificateurs en série dont le gain combiné est programmable de 1 à 800 afin de maximiser l'utilisation de la plage dynamique du CAN.

Le circuit de contrôle de la carte ISA est réalisé à l'aide d'un circuit programmable appelé FPGA (*Field Programmable Gate Array*) ①. Il contient tous les circuits logiques nécessaires à l'interface entre le système de TIE et le PC par l'intermédiaire du bus ISA. Il permet de transmettre les données au PC par le biais d'une mémoire tampon de huit kilo-octets et de programmer le DDS et le DDC. Il s'occupe également des quatre signaux numériques (RESET, SYNC, SCANCLOCK

et DSC_OUT) nécessaires au fonctionnement des électrodes actives.

La carte TIE4PC contient également un convertisseur analogique-numérique auxiliaire qui peut être utilisé pour faire l'acquisition de signaux physiologiques comme l'ECG, par exemple. Cette fonctionnalité n'a cependant pas été utilisée lors des travaux décrits dans cette thèse. Le lecteur intéressé à obtenir plus de détails sur le fonctionnement de la carte TIE4PC est invité à consulter le mémoire de maîtrise de Nicolas Robitaille (2000) qui a réalisé le programme interne du FPGA.

2.3 Améliorations apportées

Au début de mon doctorat, le système était tel que décrit plus haut. En cours de route, certaines améliorations lui ont été apportées afin de résoudre des problèmes spécifiques. Ces changements concernent principalement les circuits d'électrode active. Trois générations de ces circuits ont été utilisées au cours de cette thèse. La première génération a été décrite à la section 2.2.1, la deuxième et la troisième sont décrites dans les deux sections suivantes.

2.3.1 Deuxième génération d'électrodes actives

Un des problèmes rencontrés avec la première génération d'électrodes actives provient du fait que le puits de courant est réalisé par une simple connexion à la masse. Les potentiels communs, présents sur toutes les mesures différentielles de tension, sont alors plus élevés. Même si l'on utilise un amplificateur dont le rapport de réjection en mode commun est très élevé, il est difficile de les éliminer à cause des impédances de contact formées par l'interface peau-électrode qui sont relativement élevées et surtout très variables.

La solution à ce problème consiste à utiliser un puits de courant actif. Ceci a pour effet de minimiser les potentiels communs présents sur les mesures différen-

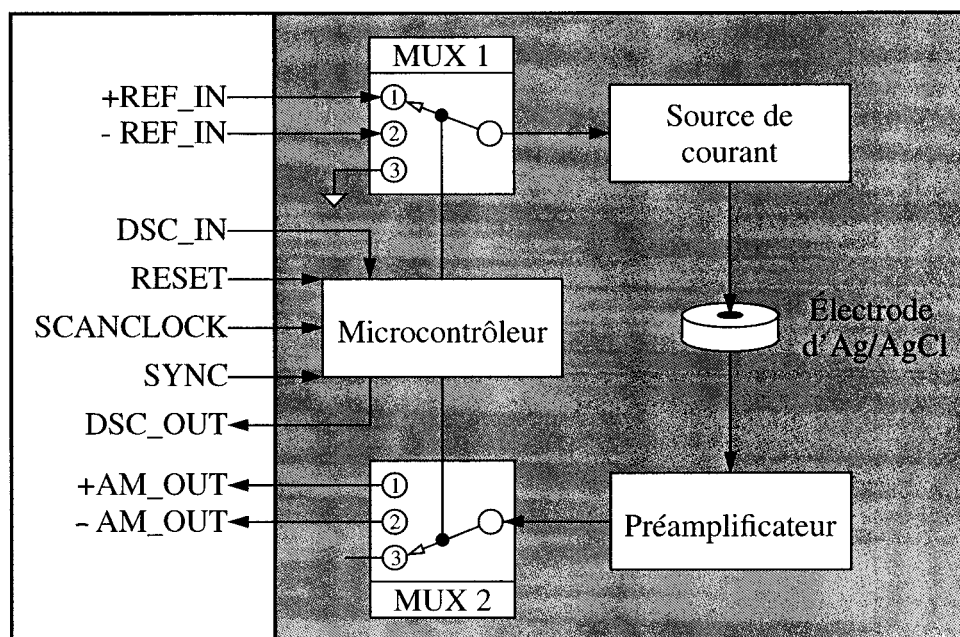


Figure 2.9 Représentation schématique d'une électrode active de deuxième génération.

tielles de tension. La manière la plus simple de réaliser ce puits de courant est d'utiliser le même circuit que la source de courant mais en appliquant un signal de tension (REF_IN) déphasé de 180 degrés par rapport à celui qu'on utilise pour la source de courant. Afin de distinguer ces deux signaux REF_IN, on appelle +REF_IN celui qui correspond à la source de courant et, -REF_IN celui qui correspond au puits. Ces deux signaux sont évidemment l'inverse l'un de l'autre et le second peut être facilement obtenu à partir du premier.

La figure 2.9 présente de manière schématique la réalisation d'une électrode active de deuxième génération. On peut remarquer en comparant avec le schéma de la première génération (figure 2.4), deux différences principales. Premièrement la disparition du multiplexeur qui permettait de brancher l'électrode à la masse pour qu'elle serve de puits de courant. Deuxièmement, l'ajout d'un autre signal

Tableau 2.2 Position des multiplexeurs de la figure 2.9 pour chacun des modes d'une électrode active.

Mode de l'électrode active	Position pour MUX 1	Position pour MUX 2
Source de courant	1	3
Puits de courant	2	3
Suiveur de tension	3	1
Inverseur de tension	3	2
Déconnectée	3	3

(-REF.IN) sur le multiplexeur MUX 1. Tel qu'expliqué précédemment, il suffit de placer le multiplexeur MUX 1 dans la position 1 pour avoir une source de courant, dans la position 2 pour un puits de courant et dans la position 3 pour ne pas injecter de courant. Le tableau 2.2 résume la position que doit occuper chaque multiplexeur afin que l'électrode active puisse placer son électrode d'Ag/AgCl dans chacun des cinq modes possibles.

La figure 2.10 montre une photographie d'une électrode active de deuxième génération. La légende de cette figure en énumère les principaux composants qui sont similaires à ceux de la première génération. Malgré cette similitude sur le plan de la fonctionnalité, le microcontrôleur, la source de courant et le préamplificateur ont été réalisés avec des composants électroniques plus performants qui n'étaient pas disponibles lors de la réalisation de la première génération.

2.3.2 Troisième génération d'électrodes actives

Bien que la deuxième génération constitue une amélioration par rapport à la précédente, ces deux premières générations comportent un important problème au niveau de l'encombrement du patient. Comme seize de ces circuits doivent être connectés ensemble et placés autour du patient au niveau des électrodes autoadhésives, il n'est pas possible d'utiliser ce système sur un patient alité car il ne peut pas se

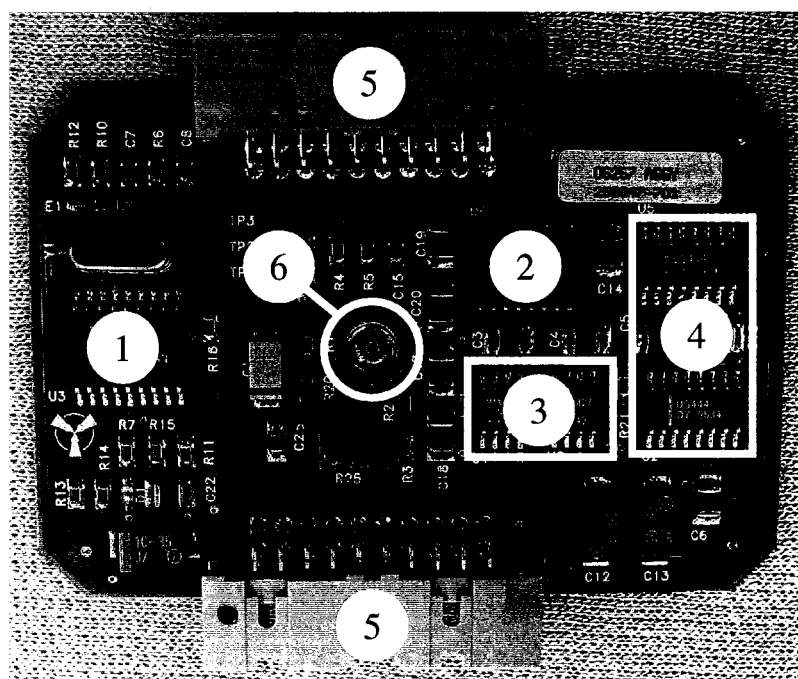


Figure 2.10 Photographie d'une électrode active de deuxième génération. ① Microcontrôleur. ② Circuit principal du préamplificateur. ③ Circuit principal de la source de courant. ④ Multiplexeurs analogiques. ⑤ Connecteurs d'interface aux électrodes actives. ⑥ Connecteur de l'électrode d'Ag/AgCl.

coucher sur des circuits imprimés. Une troisième génération a donc été réalisée dans le but de résoudre ce problème.

La figure 2.11 montre une représentation schématique de la troisième génération d'électrodes actives. La principale caractéristique de cette génération par rapport aux deux précédentes est qu'une seule carte regroupe tous les composants nécessaires pour réaliser seize électrodes actives. Les seize circuits d'électrode active sont réalisés de la même manière que ceux de la deuxième génération (figure 2.9). Des circuits auxiliaires ont été ajoutés par rapport à la génération précédente. Ils ont comme fonction principale d'adapter les impédances entre les électrodes actives et les circuits d'isolation et de réduire la distance de propagation des signaux bipolaires $+/-REF_IN$ et $+/-AM_OUT$. Un suiveur et un inverseur de tension sont utilisés pour générer les signaux $+REF_IN$ et $-REF_IN$ à partir d'un seul signal REF_IN . Un amplificateur d'instrumentation est inséré entre les électrodes actives et le transformateur d'isolation afin de générer un seul signal AM_OUT qui représente la différence entre les signaux $+AM_OUT$ et $-AM_OUT$. Des circuits tampons ont également été ajoutés pour tous les signaux de contrôle des électrodes actives.

La figure 2.12 présente une photographie de la carte d'électrodes actives de troisième génération. Le circuit nécessaire pour une électrode active a été répété seize fois ①. On peut y observer l'amplificateur d'instrumentation ②, les circuits tampons pour les signaux numériques ③ et le générateur de $+/-REF_IN$ ④. L'interface entre les électrodes actives et le boîtier d'isolation nécessite trois connecteurs. Le connecteur ⑤ sert pour les signaux numériques de contrôle et les alimentations alors que les connecteurs ⑥ et ⑦ servent respectivement pour les signaux AM_OUT et REF_IN . Les deux connecteurs ⑧ servent à connecter chacun huit électrodes autoadhésives.

La figure 2.13 montre les trois générations d'électrodes actives et permet de

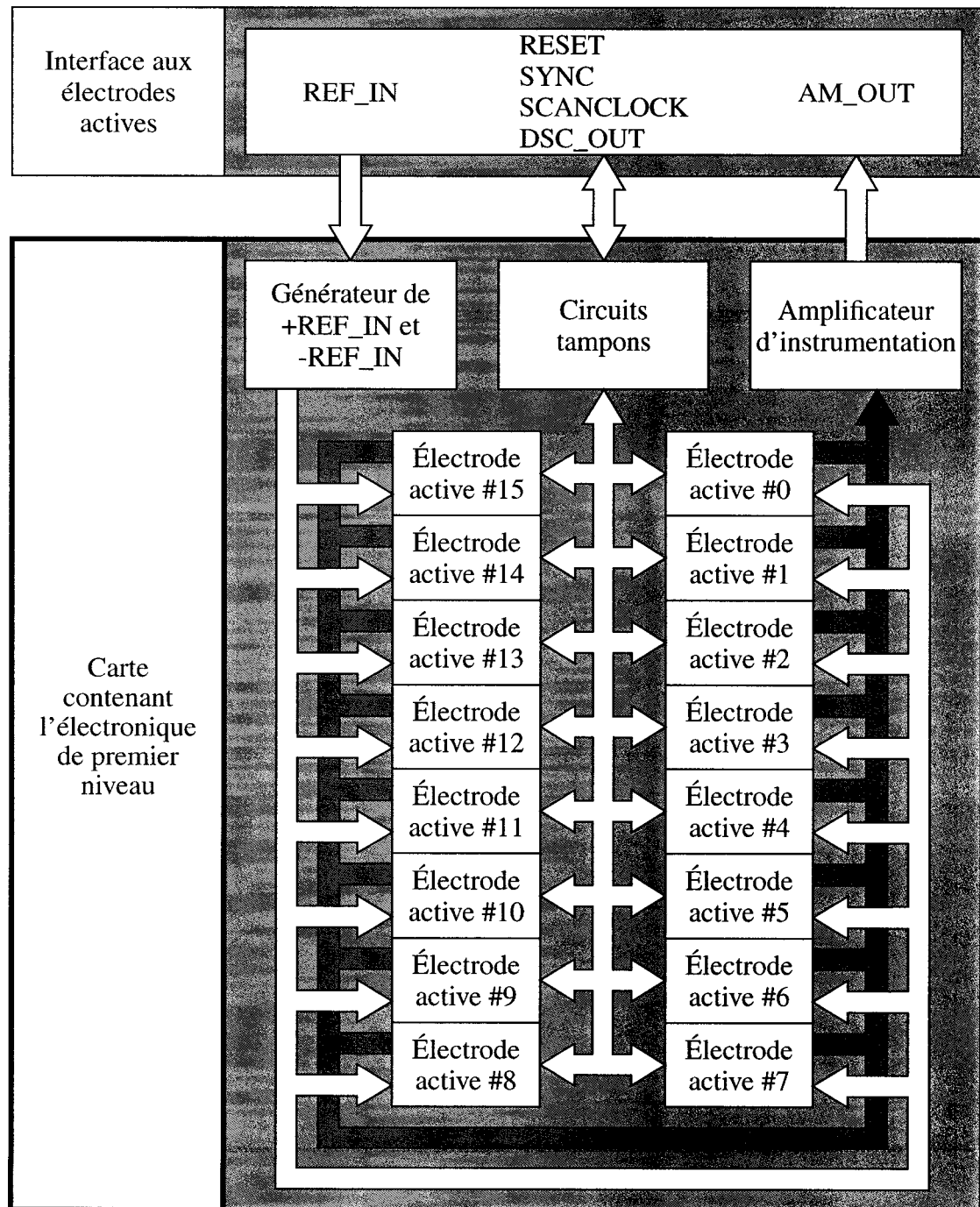


Figure 2.11 Représentation schématique de la carte d'électrodes actives de troisième génération.

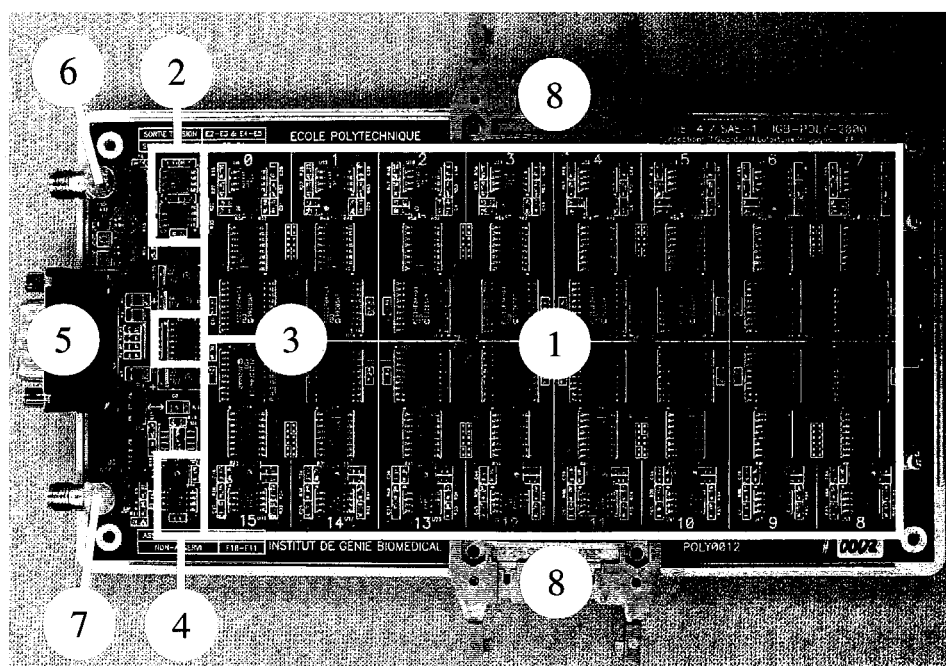


Figure 2.12 Photographie de la carte d'électrodes actives de troisième génération.
 ① Circuits des seize électrodes actives. ② Amplificateur d'instrumentation.
 ③ Circuits tampons. ④ Générateur de porteuse. ⑤ Connecteur d'interface aux électrodes actives (signaux numériques et alimentations) ⑥ Connecteur d'interface aux électrodes actives (AM_OUT). ⑦ Connecteur d'interface aux électrodes actives (REF_IN). ⑧ Connecteurs d'interface aux électrodes d'Ag/AgCl.

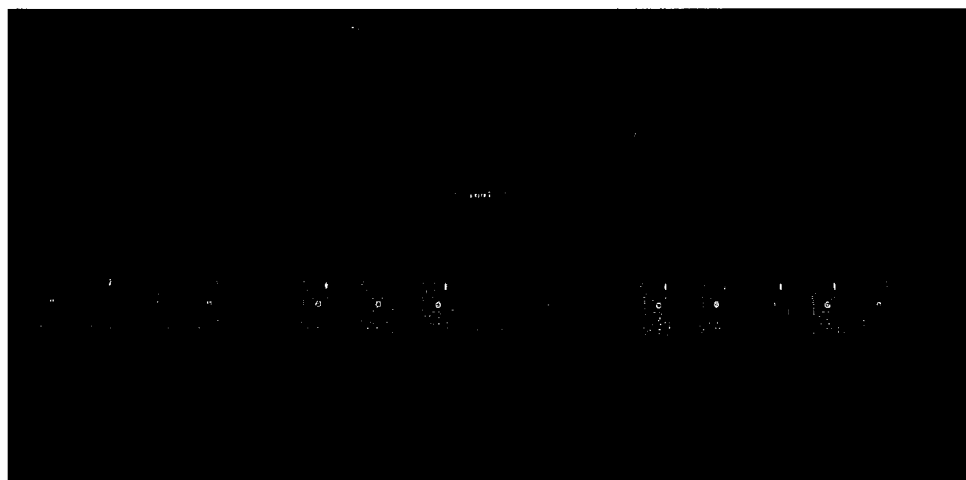


Figure 2.13 Photographie des trois générations d'électrodes actives. En commençant par le bas, on peut observer la ceinture d'électrodes actives de première génération suivie par celles de deuxième et de troisième génération.

mieux évaluer leur dimension et leur encombrement respectifs. On peut constater que la troisième génération ne contient qu'un seul boîtier qui peut être placé soit à l'avant ou à l'arrière du thorax et ainsi permettre l'acquisition des mesures sur des patients alités.

2.4 Résultats

Pour évaluer les performances des trois générations d'électrodes actives, on doit considérer deux points : la précision et le rapport signal sur bruit. Si on considère chaque mesure comme un estimateur de la vraie mesure au sens statistique du terme, le biais et la variance de celui-ci doivent être les plus faibles possible. La précision est reliée au fait que l'estimateur est non biaisé alors que le rapport signal sur bruit est fonction de la variance de celui-ci.

2.4.1 Précision des mesures

Pour évaluer la précision du système avec les trois générations d'électrodes actives, des acquisitions ont été réalisées en utilisant un fantôme composé de résistances représentant un milieu dont la conductivité est homogène. Les caractéristiques de ce fantôme ainsi que sa conception sont décrites au chapitre 3.

Des données de TIE ont été acquises sur ce fantôme pour chacune des trois générations d'électrodes actives et pour quatorze cadences d'acquisition allant de 3.59 à 21.85 trames par seconde. Pour évaluer leur précision, ces mesures sont comparées aux valeurs théoriques calculées pour ce fantôme. La technique pour les calculer sera présentée au chapitre 3. Ces mesures ont été répétées mille fois pour chaque génération d'électrodes actives et pour chaque cadence d'acquisition. L'erreur relative ER_i de la i^e mesure m_i est évaluée en calculant sa valeur moyenne ($E(m_i)$) pour les mille trames puis en la comparant à la valeur théorique m_i^T par la formule suivante :

$$ER_i = \frac{E(m_i) - m_i^T}{m_i^T} \times 100\% \quad (2.1)$$

La précision est alors donnée par la formule suivante :

$$P_i = 100\% - |ER_i| \quad (2.2)$$

où $|ER_i|$ représente la valeur absolue de ER_i .

Les figures 2.14, 2.15 et 2.16 montrent les erreurs relatives de chaque mesure pour les trois générations d'électrodes actives. On peut remarquer que ces figures comportent 416 mesures au lieu de 208. Dans le système TIE4, chaque mesure est en fait effectuée deux fois de manière consécutive afin de préserver la bande passante du signal lors de sa démodulation par le DDC. Les tests ont été effectués à une cadence de 4.71 trames par seconde qui est celle utilisée normalement. On

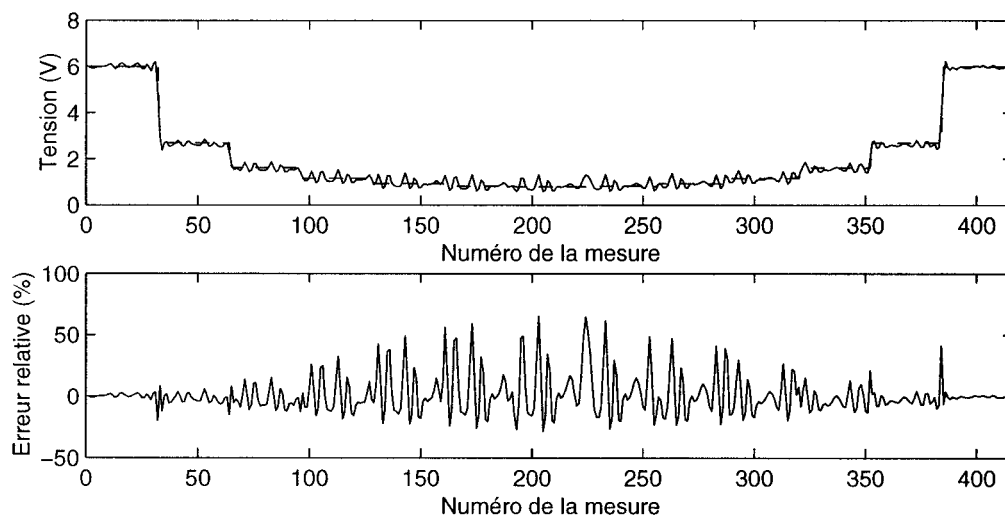


Figure 2.14 Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la première génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde. Le signal théorique est représenté en pointillé.

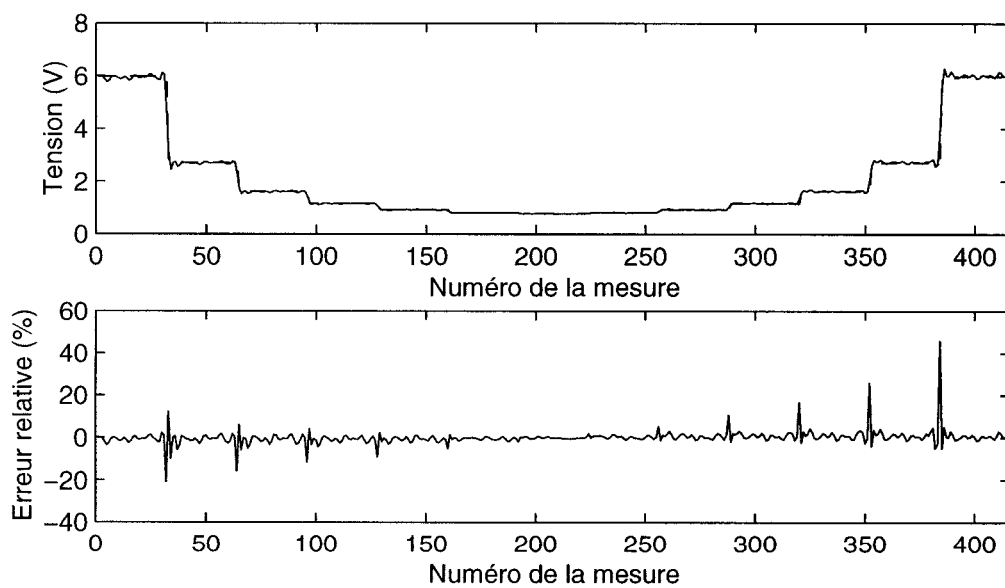


Figure 2.15 Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la deuxième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde. Le signal théorique est représenté en pointillé.

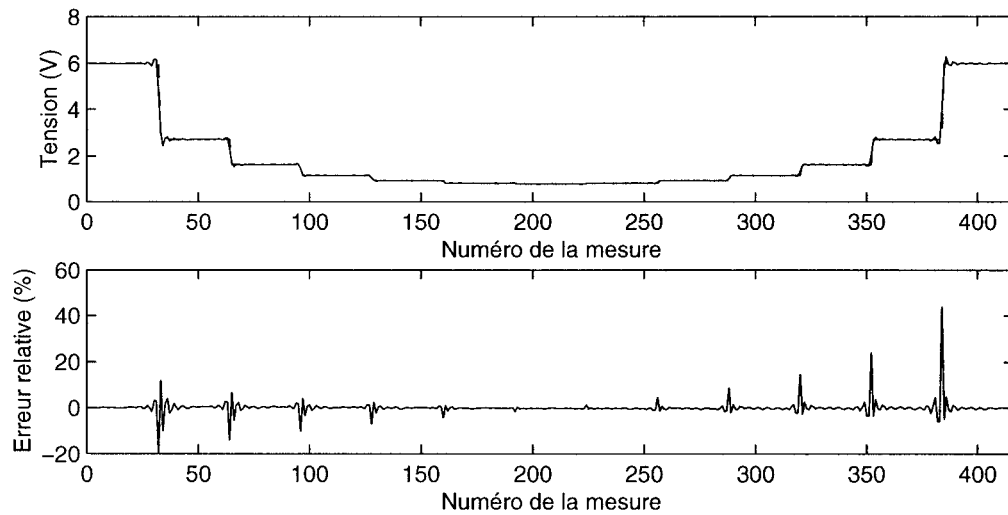


Figure 2.16 Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la troisième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde. Le signal théorique est représenté en pointillé.

peut facilement remarquer que l'erreur relative diminue d'une génération à l'autre. On remarque également, surtout aux figures 2.15 et 2.16 que l'erreur relative est beaucoup plus grande aux endroits de passage d'un plateau à un autre dans le signal théorique. Ce phénomène est aussi présent dans la figure 2.14, bien qu'un peu plus difficile à discerner à cause de l'erreur relative qui est assez grande pour toutes les mesures.

Tableau 2.3: Précision des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence donnée.

Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Précision			
		Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
1	3.59	89.8780	11.8562	35.0563	99.9980
1	4.71	89.6937	11.6462	34.7108	99.9640
1	5.34	89.6271	11.5303	34.9472	99.9806
1	6.16	89.5380	11.4537	35.4769	99.9673
<i>Suite à la page suivante</i>					

<i>Suite de la page précédente</i>					
Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Précision			
		Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
1	6.87	89.5271	11.3959	36.4728	99.9941
1	8.90	89.6162	11.5008	39.0562	99.9667
1	10.45	89.9001	11.7806	41.3574	99.9959
1	12.65	90.1339	12.2587	38.2423	99.9812
1	14.14	89.9204	11.9052	35.1383	99.9935
1	16.03	89.5323	11.5189	34.9633	99.9878
1	17.17	89.4898	11.4330	36.8818	99.9633
1	18.49	89.6782	11.5425	39.3899	99.9979
1	20.03	90.0877	11.9661	41.5468	99.9733
1	21.85	90.0184	12.0884	35.0656	99.9970
2	3.59	98.4242	3.5627	47.9712	99.9889
2	4.71	98.4478	3.2182	54.1754	99.9925
2	5.34	98.4510	3.0411	57.7885	99.9911
2	6.16	98.4538	2.8536	62.3190	99.9939
2	6.87	98.4558	2.7458	65.7783	99.9975
2	8.90	98.4667	2.6792	68.0491	99.9933
2	10.45	98.4614	2.9616	58.3456	99.9983
2	12.65	98.4378	3.7124	44.1865	99.9992
2	14.14	98.4222	3.6602	46.3165	99.9957
2	16.03	98.4527	2.9321	60.3005	99.9958
2	17.17	98.4548	2.6979	67.8863	99.9838
2	18.49	98.4656	2.7186	65.9482	99.9973
2	20.03	98.4527	3.1909	53.4334	99.9886
2	21.85	98.3890	3.9253	41.9820	99.9856
3	3.59	99.0109	3.4110	49.7717	99.9990
3	4.71	99.0072	3.0567	56.2114	99.9981
3	5.34	99.0084	2.8828	59.9322	99.9998
3	6.16	99.0074	2.7110	64.4690	99.9990
3	6.87	99.0047	2.6052	68.4758	99.9967
3	8.90	99.0051	2.6394	67.0050	99.9994
3	10.45	99.0157	3.0113	57.3232	99.9991
3	12.65	99.0248	3.9123	41.9808	99.9996
3	14.14	99.0121	3.5348	47.7276	99.9996
3	16.03	99.0164	2.7924	62.1746	99.9985
3	17.17	99.0053	2.5663	70.9700	99.9940
3	18.49	99.0105	2.6695	65.9351	99.9990
<i>Suite à la page suivante</i>					

<i>Suite de la page précédente</i>					
Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Précision			
		Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
3	20.03	99.0172	3.2428	52.9097	99.9983
3	21.85	99.0171	3.8233	43.1405	99.9996

Pour les autres cadences d'acquisition, les mêmes figures auraient pu être réalisées. Les mesures obtenues ont plutôt été compilées au tableau 2.3. On trouve dans celui-ci la moyenne, l'écart-type, le minimum et le maximum de la précision de chacune des mesures pour les trois générations de système et pour des cadences d'acquisition allant de 3.59 à 21.85 trames par seconde. La moyenne de la précision de ces mesures a été tracée à la figure 2.17. On peut observer que la précision moyenne des mesures augmente d'une génération d'électrodes actives à l'autre pour atteindre environ 99 % pour la dernière génération. On remarque également que la précision ne varie pas de façon significative en fonction de la cadence d'acquisition.

Tel que mentionné plus haut, l'erreur relative semble beaucoup plus grande lorsque le signal passe d'un plateau à l'autre (figures 2.15 et 2.16). Il semble que cette erreur relative accrue soit due au fait que les mesures consécutives sont corrélées entre elles. Afin de vérifier cette hypothèse, les mêmes mesures ont été réalisées mais en utilisant une cadence très faible. Chacune des 208 mesures de TIE a été effectuée sur une période de deux secondes, la première seconde ayant servi simplement à s'assurer que tout phénomène transitoire dans l'étage de démodulation a disparu, alors que durant la deuxième seconde, la mesure de TIE a été effectuée N fois. La moyenne de ces N échantillons est calculée et constitue une des 208 mesures. Ce processus a été répété 208 fois pour obtenir toutes les mesures pour une cadence de 0.0024 trame par seconde.

Les signaux obtenus de cette manière pour les trois générations d'électrodes actives sont représentés aux figures 2.18, 2.19 et 2.20. Si on les compare aux signaux

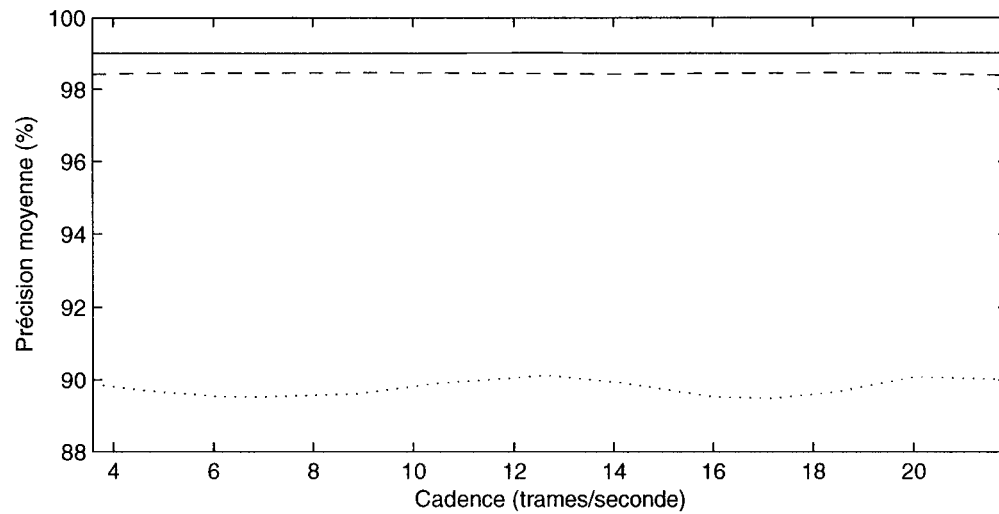


Figure 2.17 Précision moyenne pour chacune des générations d'électrodes actives en fonction de la cadence. La courbe en pointillé représente la première génération d'électrodes actives, celle en tirets représente la deuxième génération alors que celle en trait continu représente la troisième génération.

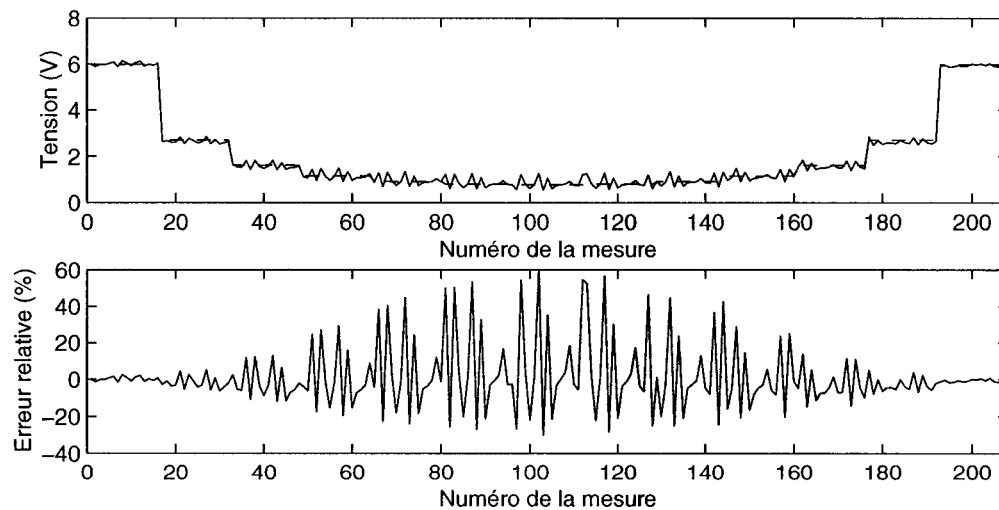


Figure 2.18 Erreur relative des mesures en utilisant la première génération d'électrodes actives pour une cadence de 0.0024 trame par seconde. Le signal théorique est représenté en pointillé.

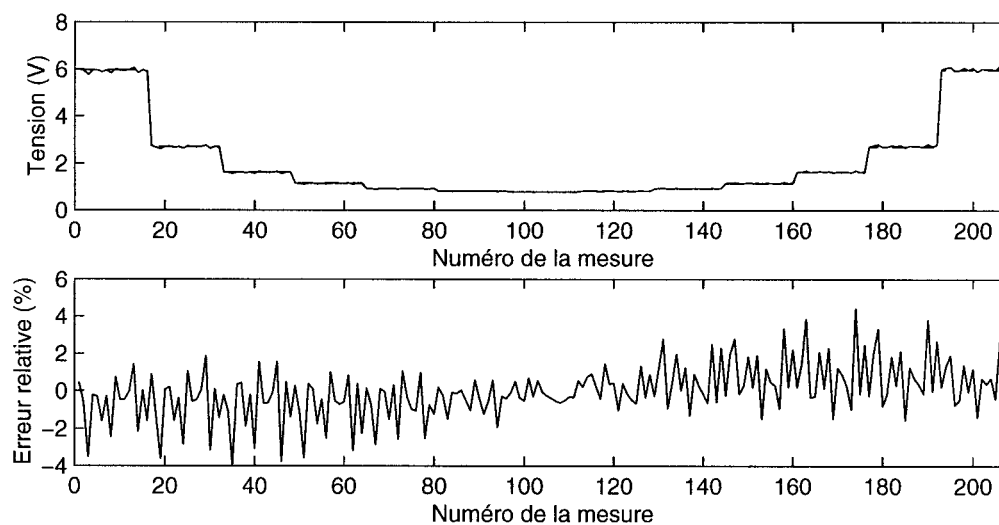


Figure 2.19 Erreur relative des mesures en utilisant la deuxième génération d'électrodes actives pour une cadence de 0.0024 trame par seconde. Le signal théorique est représenté en pointillé.

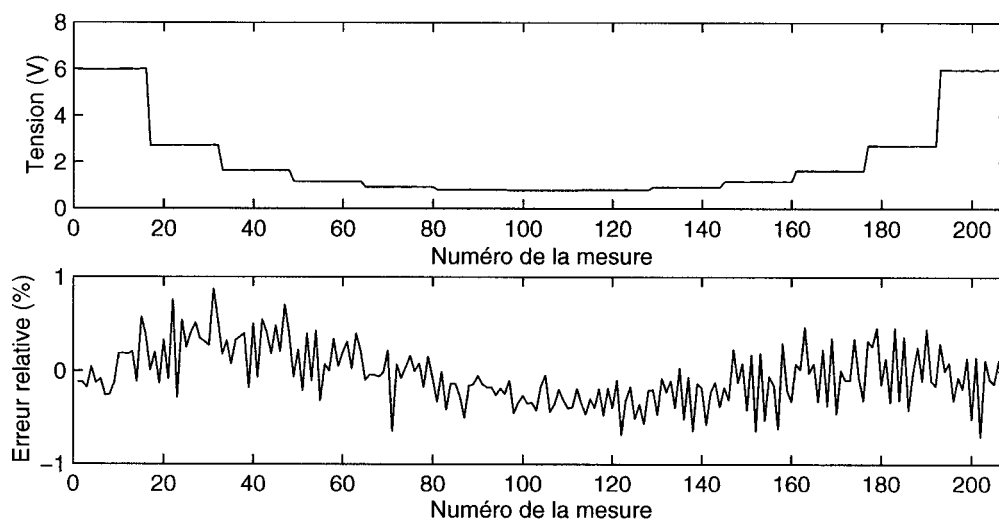


Figure 2.20 Erreur relative des mesures en utilisant la troisième génération d'électrodes actives pour une cadence de 0.0024 trame par seconde. Le signal théorique est représenté en pointillé.

Tableau 2.4 Précision des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence très faible.

Génération d'électrodes actives	Précision			
	Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
1	88.7690	13.4183	40.5037	99.9367
2	98.9618	0.9819	95.5560	99.9885
3	99.7427	0.1749	99.1249	99.9996

des figures 2.14, 2.15 et 2.16 respectivement, on peut remarquer la disparition des pics aux transitions du signal d'un plateau à l'autre. Le tableau 2.4 résume l'information obtenue en présentant la moyenne, l'écart-type, le minimum et le maximum de la précision. En comparant avec le tableau 2.3, on peut remarquer que dans le cas de la première génération d'électrode active, il n'y a pratiquement pas de différence. Cependant, dans le cas des deux dernières générations, la moyenne de la précision a légèrement augmenté, son écart-type a diminué et son minimum a augmenté. Cela veut dire que la précision a augmenté en général et qu'elle est beaucoup plus uniforme d'une mesure à l'autre. Dans le cas de la troisième génération, la précision des mesures varie entre 99.1 et 100 % pour une valeur moyenne de 99.7 % avec un écart-type de 0.17 %.

Il serait souhaitable de maintenir cette précision élevée pour toutes les cadences d'acquisition. La différence entre la précision qu'on obtient à des cadences plus élevées et celle obtenue à une cadence extrêmement faible se manifeste principalement aux transitions d'un plateau à l'autre. Cela semble indiquer qu'il existe une corrélation entre les mesures consécutives. Pour l'identifier, l'analyse spectrale constitue un bon outil. Il suffit alors de calculer la transformée de Fourier du signal acquis à une cadence élevée et de la diviser par celle du signal acquis à une cadence très faible. La résultante permet d'identifier la fonction de transfert responsable

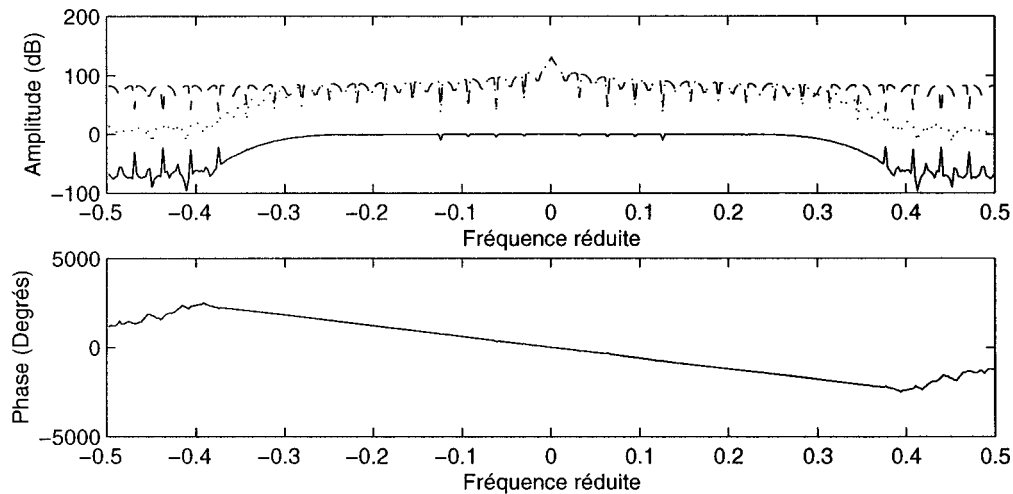


Figure 2.21 Transformée de Fourier du filtre contenu dans le DDC. Le signal en trait continu représente le filtre du DDC, celui en pointillé représente le signal acquis à une cadence élevée alors que celui en tirets représente le signal acquis à une cadence très faible.

de cette corrélation entre les mesures consécutives. Cette analyse a été réalisée et a donné les résultats présentés à la figure 2.21. On peut y remarquer que la fonction de transfert est en fait un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est d'environ 0.3 en fréquence réduite et dont la phase est linéaire. Cette même analyse a été répétée pour toutes les générations d'électrodes actives et toutes les cadences d'acquisition. Le même filtre passe-bas avec la même fréquence de coupure a été identifié dans tous les cas. Seule la phase change en fonction de la cadence utilisée mais demeure toujours linéaire.

Le circuit principal qui compose l'étage de démodulation du système de TIE est un DDC. En consultant sa documentation, on constate qu'il contient effectivement un filtre passe-bas dont la phase est linéaire et dont la fréquence de coupure est de 0.2875 en fréquence réduite. Le fait que la phase soit linéaire implique la présence d'un délai qui représente simplement la latence du filtre numérique contenu dans

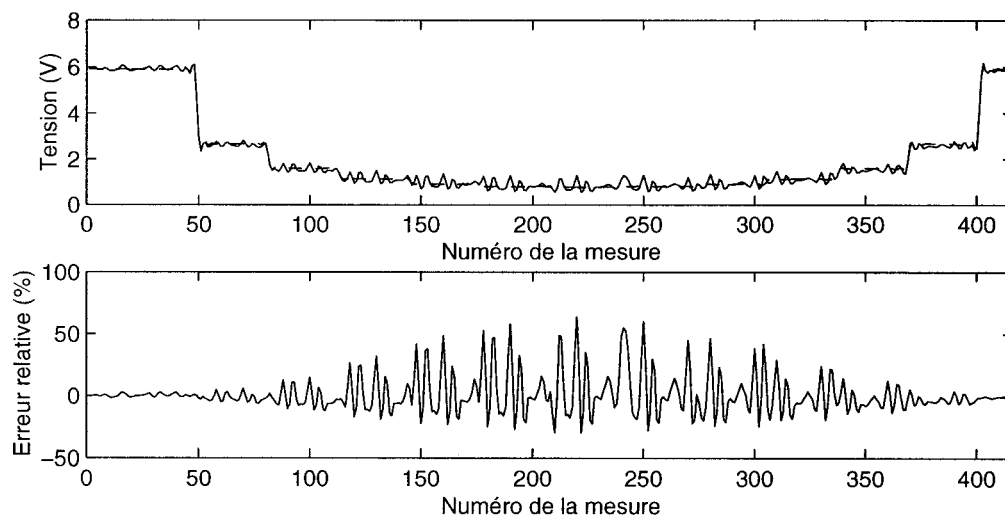


Figure 2.22 Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la première génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde après correction pour le filtre du DDC. Le signal théorique est représenté en pointillé.

le DDC. Cette latence change en fonction du facteur de décimation et ce dernier est modifié en fonction de la cadence d'acquisition utilisée afin de tenir compte de la largeur de bande plus grande du signal qui doit être démodulé. Il est donc normal que le phase soit linéaire et change en fonction de la cadence. À la figure 2.21, on observe du bruit dans la transformée de Fourier du filtre surtout aux fréquences réduites inférieures et supérieures. Cela est dû simplement à l'instabilité numérique. Il est en effet difficile d'évaluer correctement les composantes du filtre à ces fréquences car leur amplitude est trop faible dans le signal de sortie.

Sachant que ce filtre passe-bas est présent dans le système, on peut en tenir compte en le modélisant lors du calcul du signal théorique que fournit le système de TIE pour le fantôme que nous utilisons. Les résultats présentés aux figures 2.14, 2.15 et 2.16 se transforment alors en ceux présentés aux figures 2.22, 2.23 et 2.24. On peut remarquer que l'erreur relative a diminué sensiblement au même niveau que celles des figures 2.18, 2.19 et 2.20 qui représentaient des signaux acquis pour

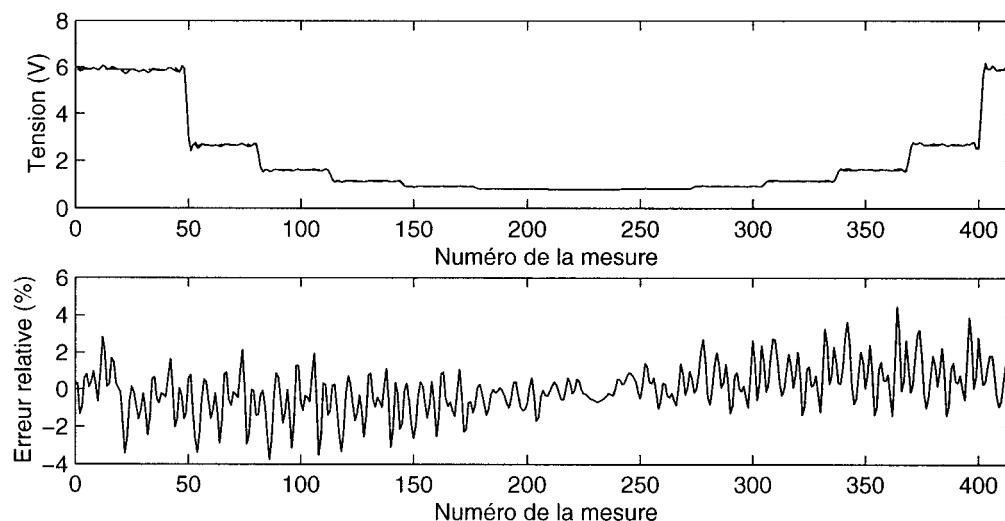


Figure 2.23 Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la deuxième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde après correction pour le filtre du DDC. Le signal théorique est représenté en pointillé.

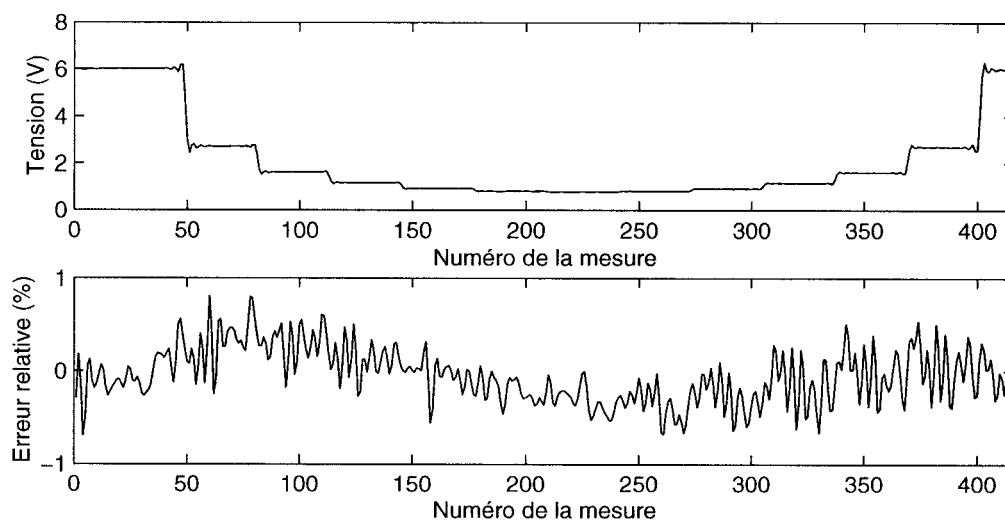


Figure 2.24 Erreur relative de chacune des mesures en utilisant la troisième génération d'électrodes actives pour une cadence de 4.71 trames par seconde après correction pour le filtre du DDC. Le signal théorique est représenté en pointillé.

des fréquences d'acquisition très faibles. Le simple fait de tenir compte du filtre inclus dans le DDC permet donc de maintenir une précision élevée pour toutes les cadences que supporte le système de TIE.

Tableau 2.5: Précision des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence donnée après correction pour le filtre du DDC.

Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Précision			
		Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
1	3.59	90.1388	11.6036	36.0471	99.9958
1	4.71	89.9059	11.5041	35.8913	99.9812
1	5.34	89.8099	11.4392	36.1455	99.9967
1	6.16	89.7280	11.4082	36.9081	99.9707
1	6.87	89.7048	11.4008	37.8893	99.9720
1	8.90	89.8650	11.5143	42.4212	99.9911
1	10.45	90.1987	11.7199	43.2783	99.9363
1	12.65	90.4790	11.9126	37.7677	99.9788
1	14.14	90.1557	11.6483	35.7448	99.9875
1	16.03	89.7369	11.4255	36.4871	99.9914
1	17.17	89.6908	11.4363	38.6169	99.9810
1	18.49	89.9335	11.5512	43.1650	99.9814
1	20.03	90.4004	11.8295	41.3258	99.9824
1	21.85	90.2902	11.7426	35.8841	99.9991
2	3.59	99.0216	0.8362	95.4107	99.9956
2	4.71	99.0280	0.8436	95.5154	99.9975
2	5.34	99.0315	0.8480	95.6026	99.9993
2	6.16	99.0373	0.8522	95.7411	99.9976
2	6.87	99.0386	0.8555	95.8616	99.9987
2	8.90	99.0406	0.8570	95.7849	99.9942
2	10.45	99.0336	0.8471	95.5078	99.9913
2	12.65	99.0207	0.8331	95.3286	99.9963
2	14.14	99.0221	0.8356	95.3730	99.9985
2	16.03	99.0342	0.8515	95.6801	99.9980
2	17.17	99.0416	0.8557	95.9691	99.9939
2	18.49	99.0389	0.8567	95.7127	99.9987
2	20.03	99.0283	0.8413	95.4117	99.9971
2	21.85	99.0204	0.8332	95.3422	99.9913
3	3.59	99.7578	0.1723	99.1762	99.9995
Suite à la page suivante					

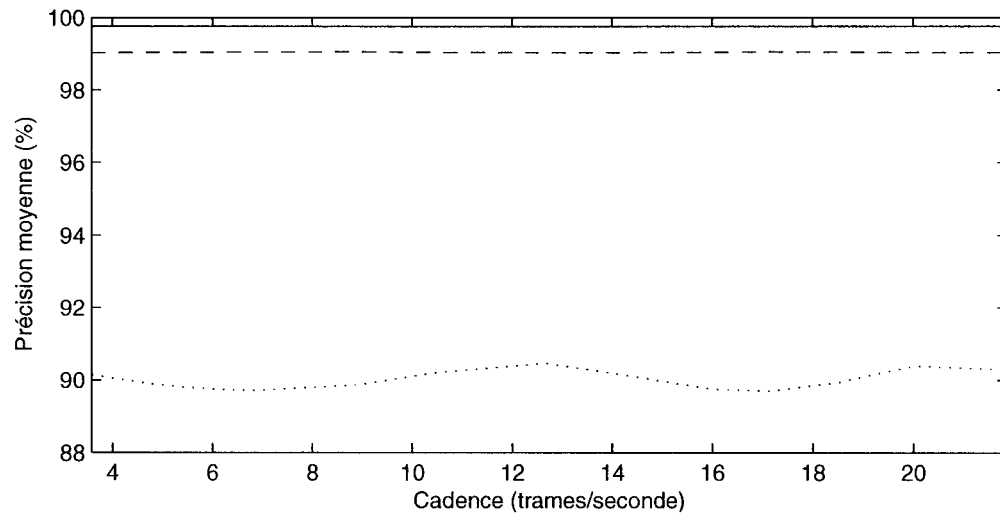


Figure 2.25 Précision moyenne pour chacune des générations d'électrodes actives en fonction de la cadence après correction pour le filtre du DDC. La courbe en pointillé représente la première génération d'électrodes actives, celle en tirets représente la deuxième génération alors que celle en trait continu représente la troisième génération.

Suite de la page précédente					
Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Précision			
		Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
3	4.71	99.7586	0.1700	99.1977	99.9986
3	5.34	99.7587	0.1704	99.2074	99.9975
3	6.16	99.7583	0.1699	99.1917	99.9995
3	6.87	99.7578	0.1698	99.1827	99.9995
3	8.90	99.7574	0.1690	99.1670	99.9991
3	10.45	99.7573	0.1683	99.1580	99.9998
3	12.65	99.7578	0.1685	99.1664	99.9999
3	14.14	99.7578	0.1699	99.1790	99.9996
3	16.03	99.7579	0.1693	99.1986	99.9982
3	17.17	99.7575	0.1693	99.1781	99.9999
3	18.49	99.7575	0.1689	99.1669	99.9995
3	20.03	99.7570	0.1684	99.1589	99.9992
3	21.85	99.7582	0.1703	99.1804	99.9991

Le tableau 2.5 et la figure 2.25 présentent les résultats du tableau 2.3 et de la figure 2.17 corrigés en tenant compte du filtre présent dans le DDC. On y constate que la précision ne dépend pas de la cadence d'acquisition. La précision des mesures pour la troisième génération d'électrodes actives varie entre 99.2 et 100 % avec une valeur moyenne de 99.7 %.

2.4.2 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit est évalué en utilisant les mêmes données qui ont été utilisées pour vérifier la précision des mesures sur un fantôme d'un milieu homogène. Il est évalué pour chaque mesure en utilisant la moyenne $E(m_i)$ de cette mesure et sa variance ($\text{Var}(m_i)$) dans les mille trames qui ont été acquises. Le rapport signal sur bruit (RSB_i) est donné par la formule suivante :

$$\text{RSB}_i = 20 \log \frac{E(m_i)}{\sqrt{\text{Var}(m_i)}} \quad (2.3)$$

Tableau 2.6: Rapport signal sur bruit des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives pour une cadence donnée.

Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Rapport signal sur bruit			
		Moyenne (dB)	Écart-type (dB)	Minimum (dB)	Maximum (dB)
1	3.59	61.6075	2.1704	57.1833	66.6391
1	4.71	62.9450	3.6929	56.4653	70.1479
1	5.34	63.1841	3.9960	56.7745	71.5717
1	6.16	63.0491	4.5257	54.8042	72.5352
1	6.87	62.6314	4.6660	53.6250	72.3797
1	8.90	61.5949	5.0383	51.6342	72.2349
1	10.45	60.9273	5.2156	51.3758	71.8844
1	12.65	59.7307	4.4091	51.5641	68.3522
1	14.14	59.3471	5.3246	48.3418	70.4473
1	16.03	58.9027	5.3905	49.1375	69.8376
<i>Suite à la page suivante</i>					

<i>Suite de la page précédente</i>					
Génération d'électrodes actives	Cadence (Trames par seconde)	Précision			
		Moyenne (dB)	Écart-type (dB)	Minimum (dB)	Maximum (dB)
1	17.17	58.4323	5.2540	49.2488	69.1488
1	18.49	57.9095	5.2173	47.7255	68.4996
1	20.03	56.9958	5.0455	46.8649	67.2289
1	21.85	56.3935	5.1873	44.6368	67.0902
2	3.59	60.7044	2.7966	56.7417	69.7201
2	4.71	62.2060	3.7374	56.2758	69.3929
2	5.34	62.6631	4.5428	56.4612	71.8742
2	6.16	62.6118	5.2514	55.2606	73.9136
2	6.87	62.2334	5.3307	54.1227	73.4135
2	8.90	60.9547	5.4478	51.4280	72.1585
2	10.45	60.0995	5.1660	49.7171	70.2677
2	12.65	59.4143	5.4664	48.5494	70.1815
2	14.14	58.9189	5.7974	47.3547	70.6379
2	16.03	58.5617	5.8079	46.1609	70.3547
2	17.17	58.1449	5.7113	46.1940	69.4357
2	18.49	58.2727	5.3840	50.6016	68.9756
2	20.03	57.7442	5.3046	51.9289	68.1337
2	21.85	57.3634	5.1452	51.5113	67.3731
3	3.59	60.2826	2.8215	56.5092	67.6904
3	4.71	61.5900	4.4860	56.2053	70.1717
3	5.34	61.7352	5.3580	55.4969	72.7544
3	6.16	61.2708	5.4162	54.9512	72.7392
3	6.87	60.8385	5.4166	54.4556	72.0522
3	8.90	59.7253	5.5902	53.2512	71.1450
3	10.45	59.1016	5.5707	52.4152	70.2684
3	12.65	58.1769	5.6119	50.8505	69.5603
3	14.14	57.5393	5.6419	49.9011	69.1367
3	16.03	56.9459	5.7241	48.8091	68.5229
3	17.17	56.3658	5.6544	48.2231	67.8783
3	18.49	55.8181	5.7065	48.0840	67.3588
3	20.03	55.2792	5.5002	47.1383	66.6243
3	21.85	54.7169	5.4291	45.7039	65.9937

Le tableau 2.6 indique la moyenne, l'écart-type, le minimum et le maximum du rapport signal sur bruit pour les trois générations d'électrodes actives et pour

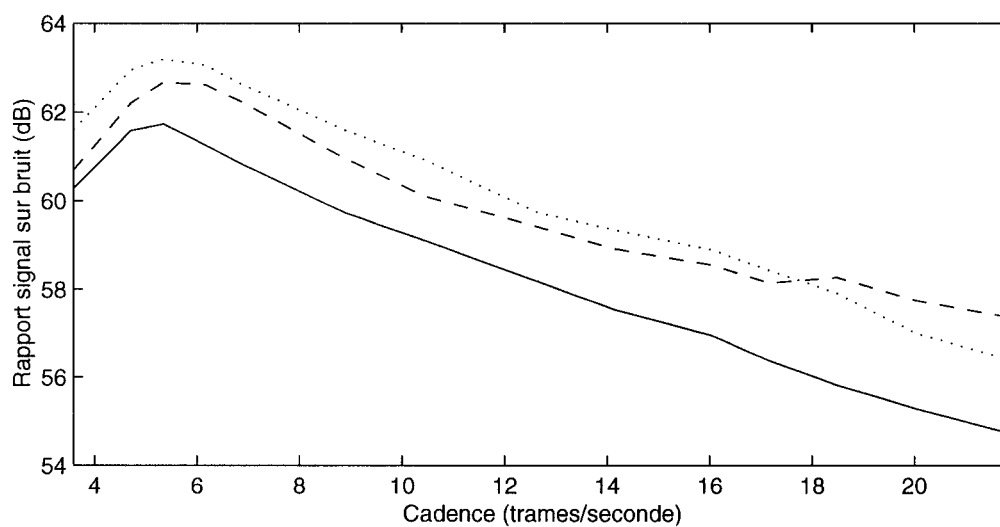


Figure 2.26 Moyenne du rapport signal sur bruit des mesures de TIE pour les trois générations d'électrodes actives en fonction de la cadence d'acquisition. La courbe en pointillé représente la première génération d'électrodes actives, celle en tirets représente la deuxième génération alors que celle en trait continu représente la troisième génération.

des cadences d'acquisition différentes. La figure 2.26 trace la moyenne du rapport signal sur bruit pour chacune des générations d'électrodes actives en fonction de la cadence d'acquisition. On peut remarquer que le rapport signal sur bruit diminue en fonction de la cadence d'acquisition des signaux. Le rapport signal sur bruit des trois générations d'électrodes actives atteint un maximum pour une cadence de 5.34 trames par seconde et diminue de manière linéaire lorsque la cadence d'acquisition augmente. Le rapport signal sur bruit de la première génération est meilleur que celui de la deuxième génération qui est lui-même meilleur que celui de la troisième génération.

2.5 Conclusion

Trois générations d'électrodes actives ont été utilisées au cours des travaux décrits dans cette thèse. La première génération comportait des problèmes de réjection du mode commun à cause de l'utilisation d'une simple connexion à la masse comme puits de courant au lieu d'un vrai puits de courant actif. La deuxième génération corrigeait cette lacune mais ne permettait pas d'effectuer des mesures sur des patients alités. De plus, la deuxième génération comportait certains problèmes d'adaptation d'impédance et d'interférence reliés à la longueur des câbles utilisés pour connecter les électrodes entre elles. Toutes ces difficultés ont été résolues dans la troisième génération. Le seul problème connu de la nouvelle génération par rapport aux précédentes est l'augmentation des capacités parasites engendrée par l'allongement des fils reliant l'électrode active à l'électrode autoadhésive.

Pour ce qui est de la précision, les résultats présentés dans ce chapitre ont démontré clairement la supériorité de la troisième génération d'électrodes actives sur les précédentes. Le fait de tenir compte du filtre inclus dans le DDC a permis d'obtenir la même précision peu importe la cadence d'acquisition utilisée. La précision des mesures varie entre 99 et 100 % avec une moyenne de 99.76 % et

un écart-type de 0.17 %. Ceci constitue une grande amélioration par rapport à la première génération dont la précision varie entre 36 et 100 % avec une moyenne de 90 % et un écart type de 11.5 %. Il faut cependant considérer ces valeurs de précision comme un minimum car l'imprécision de 0.24 % en moyenne inclut l'imprécision des résistances (1 %) qui composent le fantôme. Ce point sera illustré davantage au chapitre 3 sur les fantômes.

Pour ce qui est du rapport signal sur bruit, il diminue lorsque la cadence d'acquisition augmente. Ceci est tout à fait normal puisque la largeur de bande du signal qui parvient au démodulateur augmente avec la cadence d'acquisition. Toute source de bruit blanc augmente donc le niveau de bruit présent dans le signal. Le rapport signal sur bruit de la troisième génération d'électrodes actives varie entre 54.72 et 61.74 dB tandis que celui de la première génération varie entre 56.39 et 63.18 dB. Le rapport signal sur bruit n'a donc pas été amélioré avec la troisième génération et a même empiré. Cela est peut-être dû au fait que les fils qui relient les électrodes actives aux électrodes autoadhésives sont plus longs ou au fait que les circuits d'électrodes actives sont plus près les uns des autres et interfèrent entre eux.

La prochaine version du système utilisera dans sa première réalisation la troisième génération d'électrodes actives. Des modifications seront apportées au module d'isolation et à la carte ISA située dans le PC. En fait, une interface USB remplacera l'interface ISA. Le système sera alors entièrement situé à l'extérieur du PC dans un boîtier contenant une seule carte réalisant les fonctions combinées de l'ancienne carte ISA et de l'ancien boîtier d'isolation. Le rapport signal sur bruit devrait alors être amélioré puisque tout le système de TIE sera situé à l'extérieur du PC dont l'intérieur constitue un environnement relativement bruyant. Ceci permettrait alors d'exploiter des cadences d'acquisition plus rapides tout en maintenant un rapport signal sur bruit convenable.

CHAPITRE 3

FANTÔME

En médecine, les fantômes sont des objets qui jouent le rôle des tissus biologiques, des organes ou des organismes de manière plus ou moins réaliste. Ils sont utilisés à la place de ceux-ci dans le but de vérifier le bon fonctionnement d'un appareil médical, d'en évaluer les performances, de le calibrer ou de valider des améliorations qui lui ont été apportées. Comme chaque appareil médical exploite une propriété physique particulière des milieux biologiques, un bon fantôme n'a donc qu'à la simuler correctement. Dans le cas de la tomographie d'impédance électrique (TIE), cette propriété est la distribution de conductivité électrique. Un fantôme de TIE doit donc représenter celle-ci de manière adéquate afin de fournir un signal de tension similaire à un thorax lorsqu'on lui applique des patrons de courant.

Deux caractéristiques sont importantes pour un fantôme : son réalisme et la précision avec laquelle on connaît sa distribution de conductivité. Plus un fantôme de TIE est réaliste, plus sa distribution de conductivité doit représenter fidèlement celle du thorax y compris les changements temporels produits par des phénomènes physiologiques comme la respiration. Plus on connaît précisément la distribution de conductivité d'un fantôme, plus il est facile de prédire correctement les tensions qui devraient être engendrées lorsqu'on lui applique un patron de courant donné. Malheureusement, ces deux caractéristiques ne sont pas tout à fait compatibles puisque l'amélioration de l'une se fait habituellement au détriment de l'autre. Le tout est une question de compromis. Il n'existe pas de fantôme répondant parfaitement à tous les besoins. Un fantôme peut représenter le meilleur choix pour une application donnée et être le pire choix dans une autre situation.

Ce chapitre débute par une revue de la littérature sur les différents types de fantômes qui sont utilisés en TIE. Une nouvelle méthode est ensuite proposée afin de concevoir des fantômes de forme et de distribution de conductivité arbitraires. Les résultats obtenus pour un fantôme conçu à l'aide de cette méthode sont ensuite décrits et commentés. Les avantages de ce nouveau fantôme et les améliorations qui pourront lui être apportées sont enfin énoncés en guise de conclusion.

3.1 Revue de la littérature

Plusieurs types de fantômes sont décrits dans la littérature. D'après Rigaud et Morucci (1996), on peut les classer en deux catégories : les fantômes physiques et les maillages. Les premiers sont réalisés en utilisant des matériaux liquides ou solides dont la conductivité peut être contrôlée tandis que les seconds sont des circuits électriques habituellement constitués de réseaux de composants passifs comme des résistances, par exemple.

3.1.1 Fantômes physiques

La majorité des fantômes physiques sont constitués d'un bassin rempli d'une solution aqueuse (contenant habituellement du sel) autour duquel des électrodes d'Ag/AgCl sont fixées. Un tel bassin simule parfaitement un milieu tridimensionnel dont la distribution de conductivité est homogène. Afin d'introduire des inhomogénéités dans ce milieu, plusieurs types d'objets de conductivités différentes peuvent y être introduits.

Les objets les plus simples et les plus largement utilisés sont en plastique ou en métal car ils procurent un excellent contraste de conductivité par rapport à une solution saline. Des objets en agar-agar sont aussi très souvent utilisés (Trudelle *et al.*, 1995) car leur conductivité peut être ajustée à volonté en faisant varier leur concentration en sel. Plusieurs autres types d'objets, un peu plus inusités, ont été

proposés dans la littérature. Brown (1990) utilise des tubes de plastique perméable remplis d’une solution saline dont on peut faire varier la concentration. Morucci *et al.* (1990) se servent d’objets en caoutchouc et poudre de carbone. Holder *et al.* (1995) proposent d’utiliser des concombres avec et sans pelure. Enfin, Jossinet et Trillaud (1990) ont utilisé une tige en laiton recouverte d’une teinture de vinyle de 30 microns d’épaisseur afin de modifier la permittivité du milieu.

Au lieu d’une solution saline, Brown (1990) propose plutôt d’utiliser un disque d’un matériau photorésistif sur lequel on projetterait des images optiques pour en modifier la distribution de conductivité de manière arbitraire. Il serait alors possible de simuler des distributions de conductivité qui varient de manière fort complexe en fonction du temps.

Bien que les fantômes physiques présentent un très grand réalisme, il est difficile de connaître avec précision leur distribution de conductivité. Par exemple, il est difficile de connaître avec précision la distribution de conductivité d’un concombre plongé dans une solution saline. Il est également difficile de savoir comment varie la conductivité à l’interface d’un objet en agar-agar plongé dans une solution saline. Cette difficulté provient aussi du fait que le fantôme évolue dans le temps et que sa distribution de conductivité varie de manière non contrôlée. Un tuyau de cuivre, par exemple, aura tendance à s’oxyder avec le temps, ce qui affectera sa conductivité. Les concentrations de sel de la solution aqueuse et des objets en agar-agar tendent à s’égaler avec le temps par simple diffusion. Pour toutes ces raisons, il est donc difficile de calculer avec une grande précision le signal qu’on devrait mesurer lorsqu’on branche le système de TIE sur un fantôme physique.

3.1.2 Maillages

Les fantômes qu’on appelle *maillages* sont simplement des circuits électriques constitués habituellement d’un réseau de composants passifs comme des résistances,

des condensateurs ou des inductances. Bien que ces fantômes soient habituellement moins réalistes que les fantômes physiques, il est relativement facile de connaître leur distribution de conductivité avec précision et ainsi prédire le signal de tension qu'on obtient lorsqu'on applique un patron de courant donné. Il existe en effet de nombreuses méthodes pour résoudre des circuits électriques et la précision avec laquelle on peut prédire le signal de tension mesuré est principalement influencée par la tolérance des composants utilisés. La plupart des maillages utilisent plusieurs exemplaires d'un élément d'impédance de base qui sont interconnectés selon une certaine topologie pour approximer un milieu dont la distribution de conductivité est continue.

3.1.2.1 Éléments d'impédance de base

Trois types d'éléments d'impédance de base sont décrits dans la littérature. Le premier type, qui est le plus simple, est tout simplement une résistance (Griffiths, 1988; Hahn *et al.*, 2000). Ceci permet de simuler des milieux dont l'impédance est uniquement résistive et dont la permittivité est nulle.

Le deuxième type est un assemblage de condensateurs et de résistances (Griffiths, 1995; Schneider *et al.*, 2000). Ce type d'éléments permet de simuler la variation de la conductivité d'un tissu biologique en fonction de la fréquence. Ce phénomène, modélisé par Cole (1940), est utilisé dans une branche de la TIE qu'on appelle *imagerie paramétrique* qui sera discutée au chapitre 5. Ce type d'éléments permet de simuler à la fois la permittivité et la conductivité des tissus biologiques.

Le dernier type d'éléments d'impédance est un élément actif dont l'impédance est contrôlée numériquement (Kieffel *et al.*, 2000; Schneider *et al.*, 2000). Cet élément d'impédance est composé d'un convertisseur numérique analogique multiplicateur (*multiplying digital to analog converter*), de résistances, de condensateurs et d'amplificateurs dont les alimentations doivent être isolées, par exemple,

par un convertisseur DC/DC. Cet élément actif permet de simuler la conductivité et la permittivité des tissus en fonction de la fréquence tout en permettant de les modifier en fonction du temps par l'intermédiaire du convertisseur numérique analogique multiplicateur. La distribution de conductivité peut donc être modifiée électroniquement sans aucune intervention physique sur le maillage. Il serait cependant coûteux de construire un maillage entièrement composé d'éléments actifs. Schneider *et al.* (2000) ont choisi comme compromis de concevoir un maillage dont la majorité des éléments sont passifs et une dizaine d'éléments seulement sont actifs.

3.1.2.2 Topologies

Trois topologies sont décrites dans la littérature pour interconnecter plusieurs éléments d'impédance de base. La topologie et les valeurs d'impédance de ses éléments constitutants sont habituellement choisies de manière à approximer un milieu dont la distribution de conductivité est homogène et circulaire. La topologie la plus simple est celle dite en forme de roue (Griffiths, 1995) qui est représentée à la figure 3.1. Elle est constituée de 32 éléments d'impédance de deux valeurs différentes selon qu'ils sont disposés radialement ou tangentiellement à la roue.

Un maillage un peu plus complexe est celui représenté à la figure 3.2 proposé par Hahn *et al.* (2000). Il est composé de 65 éléments d'impédance qui sont simplement des résistances dont les valeurs sont indiquées dans la légende de la figure.

Le maillage dont la topologie est la plus complexe est le maillage Cardiff (Griffiths, 1988) qui est présenté à la figure 3.3. Il est composé de 624 éléments d'impédance. Dans le cas d'un milieu dont la conductivité est homogène, deux valeurs de résistance sont nécessaires comme il est indiqué dans la légende de la figure.

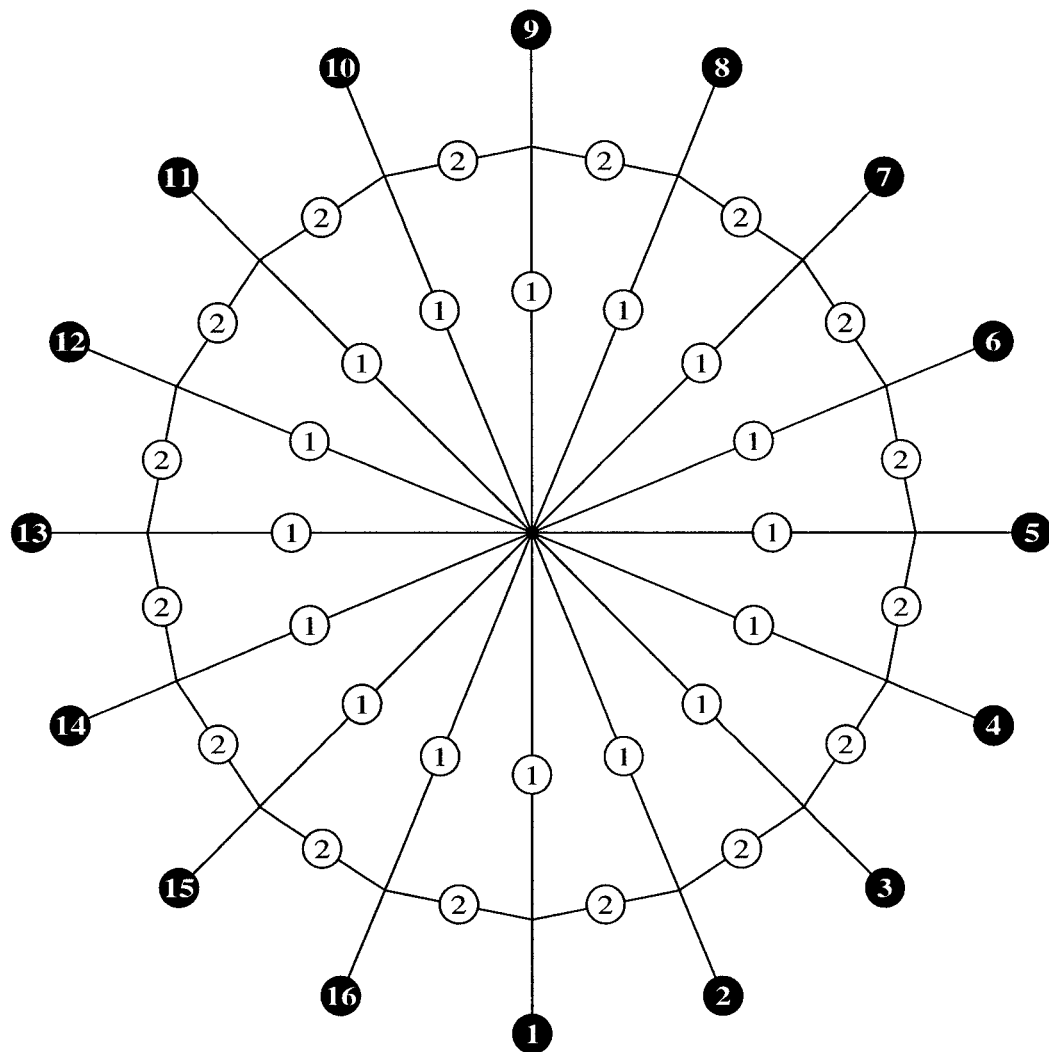


Figure 3.1 Maillage de résistances utilisé pour le fantôme en forme de roue. Les cercles noirs numérotés de 1 à 16 correspondent aux positions des seize électrodes. Les cercles blancs identifient les deux valeurs différentes de résistance qui doivent être utilisées.

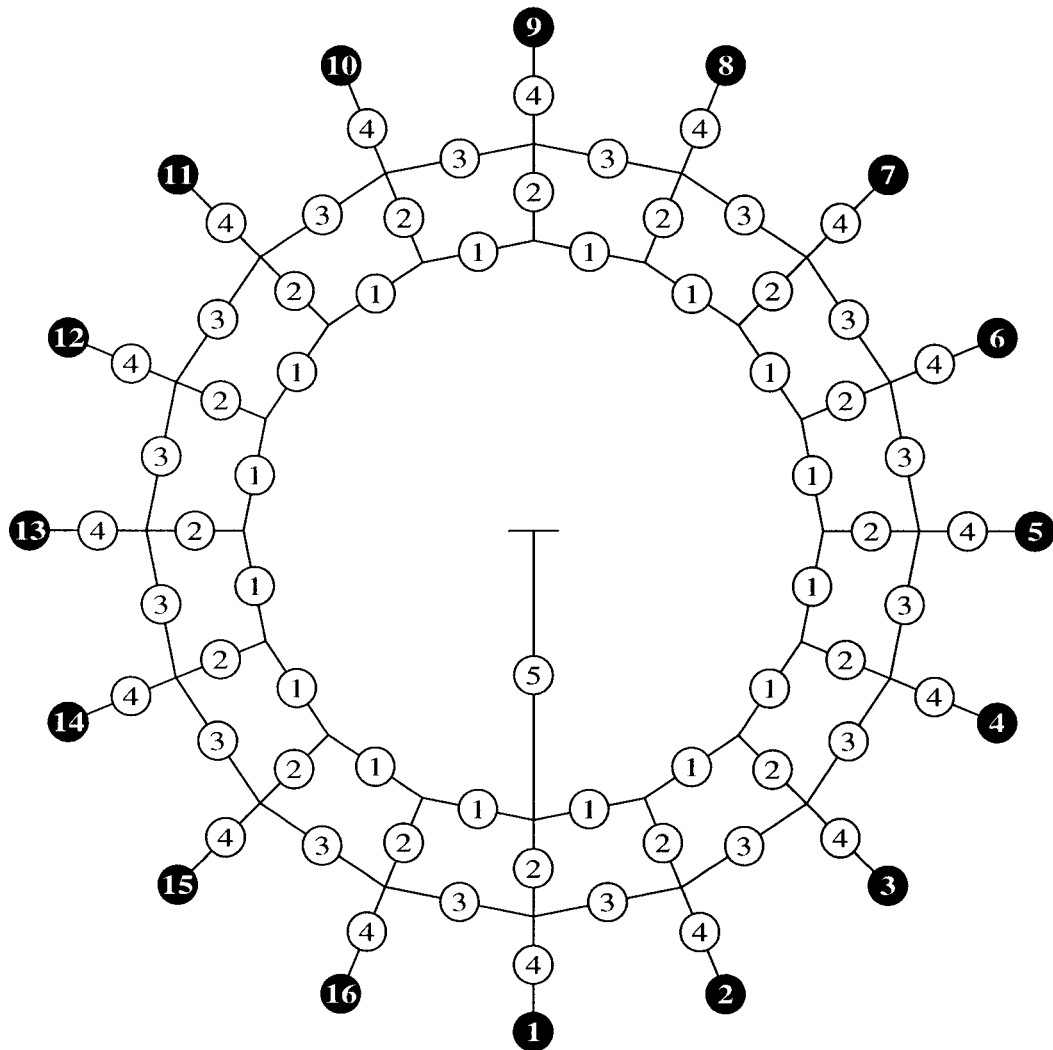


Figure 3.2 Maillage de résistances utilisé pour le fantôme proposé par Hahn *et al.* (2000). Il est composé de résistances de 5 Ω ①, de 60 Ω ②, de 90 Ω ③, de 100 Ω ④ et de 2.2 k Ω ⑤. Les cercles noirs numérotés de 1 à 16 correspondent aux positions des seize électrodes.

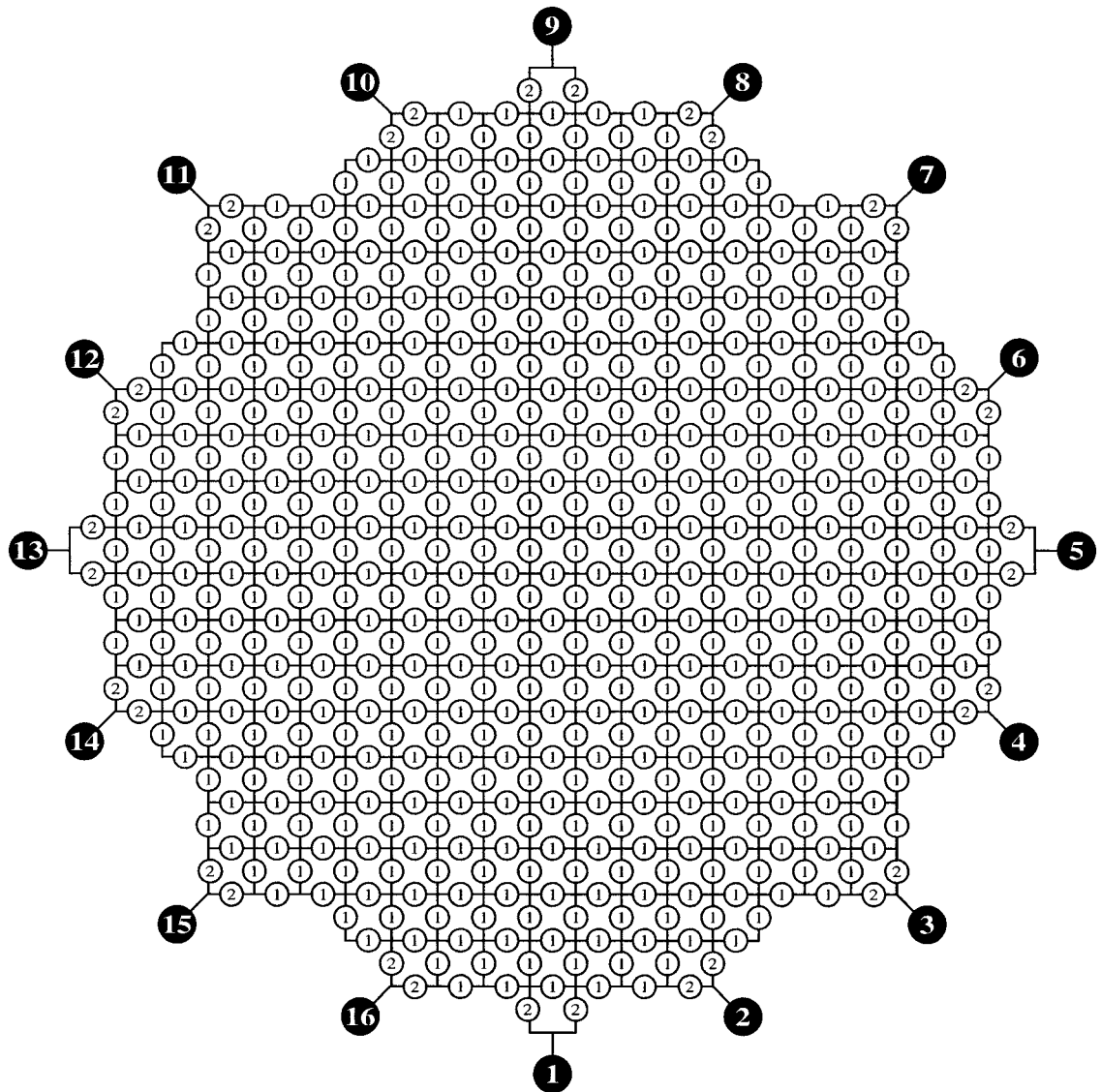


Figure 3.3 Maillage de résistances utilisé pour le fantôme Cardiff. Il est composé de résistances de $100\ \Omega$ ① et $51\ \Omega$ ②. Les cercles noirs numérotés de 1 à 16 correspondent aux positions des seize électrodes.

3.2 Méthode proposée

Dans la littérature, tous les articles sur les fantômes décrivent un type particulier de fantôme qui représente un milieu circulaire de conductivité homogène dans lequel des perturbations peuvent être engendrées. Aucun de ces articles ne décrit une méthode générale qui permet de construire un fantôme représentant un milieu de forme et de distribution de conductivité arbitraires. Une telle méthode est décrite en trois parties dans cette section. La première explique comment calculer le signal de tension engendré par un maillage donné lorsqu'on lui applique un patron de courant quelconque. La seconde partie montre comment effectuer le même calcul pour un milieu continu. La dernière partie montre comment combiner ces deux méthodes pour concevoir un maillage représentant un milieu continu de forme et de distribution de conductivité arbitraires.

3.2.1 Calcul du signal théorique d'un maillage

Dans la littérature, plusieurs auteurs mentionnent qu'il est difficile de calculer le signal de tension obtenu pour un patron de courant et un maillage donnés. Ils utilisent donc, pour y parvenir, soit des maillages simples (Griffiths, 1995; Hahn *et al.*, 2000), soit le logiciel SPICE (Schneider *et al.*, 2000; Hahn *et al.*, 2000). Dans cette section, une méthode matricielle de résolution de circuits est utilisée pour obtenir ce signal pour un maillage quelconque.

Avant d'aborder la méthode générale, il est préférable de commencer par un exemple simple comme celui du maillage de la figure 3.4. Il est composé de cinq noeuds et de sept éléments d'impédance. Le potentiel de chaque noeud est représenté par les symboles V_1 à V_5 et le courant qui quitte chaque noeud est représenté par les symboles I_1 à I_5 . Pour des raisons pratiques, il est plus simple de travailler avec des valeurs d'admittance plutôt que des valeurs d'impédance, l'une étant tout simplement l'inverse de l'autre. Les admittances sont identifiées

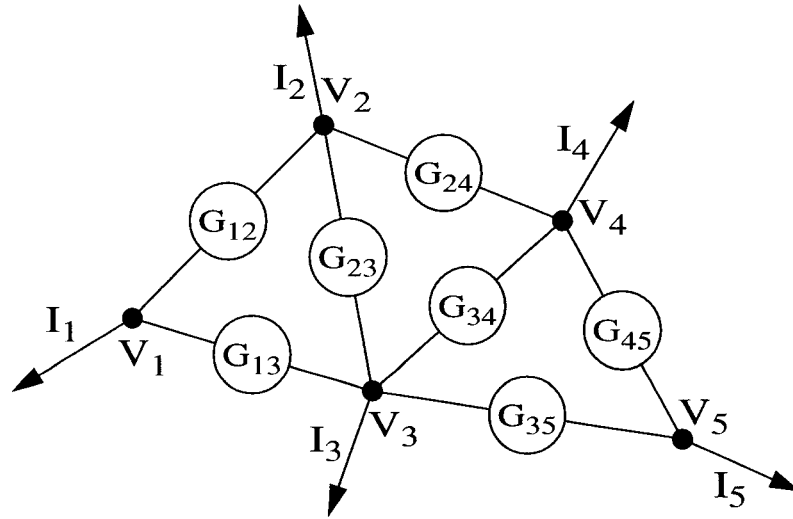


Figure 3.4 Exemple de maillage composé de cinq noeuds et de sept éléments d'impédance. Les potentiels de chaque noeud sont identifiés V_1 à V_5 et les courants qui en sortent, I_1 à I_5 . G_{ij} est la valeur de l'admittance qui relie le noeud i au noeud j .

par les symboles G_{ij} . Les indices i et j représentent simplement les numéros des noeuds auxquels est branchée cette admittance.

Pour calculer le signal de tension obtenu de ce maillage, il suffit d'utiliser la loi des courants de Kirchhoff (Johnson *et al.*, 1989). Cette loi indique simplement que la somme algébrique des courants entrant un noeud est nulle. En appliquant cette loi à chacun des cinq noeuds, on obtient les cinq équations suivantes :

$$G_{12}(V_2 - V_1) + G_{13}(V_3 - V_1) - I_1 = 0 \quad (3.1)$$

$$G_{12}(V_1 - V_2) + G_{23}(V_3 - V_2) + G_{24}(V_4 - V_2) - I_2 = 0 \quad (3.2)$$

$$G_{13}(V_1 - V_3) + G_{23}(V_2 - V_3) + G_{34}(V_4 - V_3) + G_{35}(V_5 - V_3) - I_3 = 0 \quad (3.3)$$

$$G_{24}(V_2 - V_4) + G_{34}(V_3 - V_4) + G_{45}(V_5 - V_4) - I_4 = 0 \quad (3.4)$$

$$G_{35}(V_3 - V_5) + G_{45}(V_4 - V_5) - I_5 = 0 \quad (3.5)$$

Les équations précédentes peuvent également s'écrire en notation matricielle de la manière suivante :

$$\mathbf{Y}\mathbf{V} = \mathbf{I} \quad (3.6)$$

où

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} -(G_{12} + G_{13}) & G_{12} & G_{13} & & \\ G_{12} & -(G_{12} + G_{23} + G_{24}) & G_{23} & & \\ G_{13} & G_{23} & -(G_{13} + G_{23} + G_{34} + G_{35}) & \cdots & \\ 0 & G_{24} & G_{34} & & \\ 0 & 0 & G_{35} & & \\ & 0 & 0 & & \\ & G_{24} & 0 & & \\ & G_{34} & G_{35} & & \\ & -(G_{24} + G_{34} + G_{45}) & G_{45} & & \\ & G_{45} & -(G_{35} + G_{45}) & & \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

et

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 & V_2 & V_3 & V_4 & V_5 \end{bmatrix}^T \quad (3.8)$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 & I_2 & I_3 & I_4 & I_5 \end{bmatrix}^T \quad (3.9)$$

Pour obtenir le signal de tension, il faut d'abord calculer la matrice d'admittance \mathbf{Y} en utilisant les valeurs d'admittance du maillage et l'équation 3.7. On peut noter que la matrice \mathbf{Y} peut être constituée simplement en plaçant les valeurs d'admittance G_{ij} aux positions (i, j) et (j, i) . Pour ce qui est des éléments diagonaux, il s'agit de placer à la position (i, i) l'opposé de la somme des éléments d'admittance qui sont connectés au noeud i . On peut également noter que la somme de n'importe quelle ligne ou n'importe quelle colonne est toujours nulle. On remplit ensuite le vecteur de courant \mathbf{I} en utilisant l'intensité des courants appliqués à chaque noeud. Les positions correspondant aux noeuds où aucun courant n'est

injecté seront donc occupées par des zéros.

La résolution de l'équation 3.6 nécessite l'inversion de la matrice d'admittance \mathbf{Y} . Or, cette matrice est singulière et n'est donc pas inversible. Cette singularité provient du fait qu'on ne travaille jamais avec des valeurs absolues de potentiel mais plutôt des différences de potentiel. Pour éliminer ce problème de singularité, il suffit donc de fixer arbitrairement le potentiel d'un noeud. On peut, entre autres, fixer le potentiel du n^e noeud à la masse. Pour ce faire, il suffit de retirer la n^e ligne des matrices \mathbf{Y} , \mathbf{V} et \mathbf{I} et la n^e colonne de la matrice \mathbf{Y} . On note alors les matrices résultantes correspondantes \mathbf{Y}^* , \mathbf{V}^* et \mathbf{I}^* . Il ne reste alors qu'à résoudre l'équation suivante :

$$\mathbf{V}^* = \mathbf{Y}^{*-1} \mathbf{I}^* \quad (3.10)$$

\mathbf{V} est ensuite obtenu en ajoutant une n^e ligne contenant un zéro au vecteur \mathbf{V}^* car par hypothèse le potentiel de ce noeud est à la masse.

Cette méthode permet d'obtenir la tension de tous les noeuds pour un patron de courant donné. Comme les mesures de tension sont effectuées en utilisant des électrodes, il s'agit d'identifier les noeuds qui correspondent à la position des électrodes et de calculer, à partir des valeurs correspondantes de \mathbf{V} , les différences de potentiel qui sont mesurées par le système de TIE. Plusieurs patrons de courant sont habituellement utilisés en TIE. Il suffit donc de répéter ce processus pour chacun d'eux. Afin d'accélérer les calculs, il est cependant préférable de calculer simultanément les potentiels obtenus pour tous les patrons de courant. Étant donné le caractère matriciel de la méthode, il suffit de considérer les vecteurs \mathbf{V} et \mathbf{I} comme des matrices dont chaque colonne correspond à un patron de courant donné.

L'exemple précédent utilisait un maillage composé de cinq noeuds. Pour le cas d'un maillage composé de n noeuds et une technique de TIE utilisant p patrons de courant, la méthode se résume à l'algorithme suivant :

1. Créer et initialiser à zéro les matrices \mathbf{Y} , \mathbf{V} et \mathbf{I} dont les dimensions respectives sont $(n \times n)$, $(n \times p)$ et $(n \times p)$.
2. Pour chaque admittance G_{ij} , ajouter sa valeur aux éléments (i, j) et (j, i) de la matrice \mathbf{Y} et la soustraire des éléments (i, i) et (j, j) .
3. Pour chacun des p patrons de courant utilisés, remplir la colonne correspondante de \mathbf{I} par les valeurs de courant appliqué aux noeuds correspondant aux électrodes.
4. Choisir un noeud correspondant à la masse et enlever les lignes correspondantes des matrices \mathbf{Y} , \mathbf{V} et \mathbf{I} . La colonne correspondante doit également être retirée de la matrice \mathbf{Y} . Ces matrices deviennent alors : \mathbf{Y}^* , \mathbf{V}^* et \mathbf{I}^* dont les dimensions respectives sont : $((n - 1) \times (n - 1))$, $((n - 1) \times p)$ et $((n - 1) \times p)$.
5. Résoudre l'équation $\mathbf{V}^* = \mathbf{Y}^{*-1} \mathbf{I}^*$.
6. \mathbf{V}^* contient le potentiel de tous les noeuds pour tous les patrons de courant. $\mathbf{V}^*(i, j)$ contient le potentiel du i^{e} noeud pour le j^{e} patron de courant. Pour obtenir le signal de tension fourni par le système de TIE, il suffit alors de repérer les noeuds qui correspondent aux électrodes et de calculer les différences de potentiel mesurées pour chacun des patrons de courant.

3.2.2 Calcul du signal théorique d'un milieu continu

Pour calculer le signal théorique que fournirait un système de TIE branché sur un milieu continu, on ne peut évidemment pas utiliser des techniques de résolution de circuits comme la loi des courants de Kirchhoff utilisée à la section précédente. Il faut plutôt résoudre les équations de Maxwell (Ramo *et al.*, 1984) en faisant certaines hypothèses. On suppose que le milieu est principalement conducteur, *i.e.*

que l'effet de sa permittivité est négligeable par rapport à celui de sa conductivité, que le champ électrique est conservatif et que le milieu ne contient pas de densité de charge. Ces trois hypothèses appliquées aux équations de Maxwell permettent d'obtenir la relation suivante (Gagnon, 1997) :

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0 \quad (3.11)$$

où σ est la conductivité électrique et V est le potentiel électrique. Cette équation doit être respectée en tout point du domaine Ω correspondant au milieu continu. Tous les points qui composent la frontière Γ du milieu continu doivent plutôt respecter l'équation suivante (Gagnon, 1997) :

$$J_n = \sigma \nabla V \cdot \mathbf{n} \quad (3.12)$$

où \mathbf{n} représente le vecteur normal à la frontière Γ et J_n représente la densité de courant normal.

Pour calculer le signal de tension qu'on obtiendrait d'un milieu continu pour un patron de courant donné, il suffit de résoudre les équations 3.11 et 3.12 sur Ω et Γ respectivement. La résolution de ces équations fournit une distribution de potentiel $V(x, y, z)$ définie en tout point du domaine Ω . La résolution analytique de ces équations n'est cependant possible que pour des cas très simples. Il faut donc recourir à une méthode de résolution numérique comme, par exemple, les différences finies ou les éléments finis.

Une méthode bidimensionnelle par éléments finis a été développée et est expliquée en détail au chapitre 2 du mémoire de maîtrise de Gagnon (1997). Elle consiste à subdiviser le domaine Ω en un ensemble de triangles. Ces triangles constituent les *éléments* et leurs sommets sont appelés *noeuds*. On fait l'hypothèse qu'à l'intérieur de chacun de ces éléments la conductivité σ est constante et que

le potentiel V varie linéairement. La distribution de potentiel $V(x, y)$ est donc approximée par un plan à l'intérieur de chacun des éléments triangulaires et elle est continue à l'interface de ces éléments. Plus ces triangles seront nombreux, plus ils seront petits et meilleure sera l'approximation de la distribution de potentiel.

Sur un élément triangulaire, on obtient les relations suivantes (Gagnon, 1997) :

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{Y}_e \mathbf{V}_e = \mathbf{I}_e \quad (3.13)$$

$$y_{ij} = \oint_{\Omega} \sigma \left(\frac{\partial f_i}{\partial x} \frac{\partial f_j}{\partial x} + \frac{\partial f_i}{\partial y} \frac{\partial f_j}{\partial y} \right) d\Omega \quad (3.14)$$

$$i_j = \oint_{\Gamma} f_j J_n d\Gamma \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} f_1(x, y) & f_2(x, y) & f_3(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x & y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.16)$$

où (x_i, y_i) représente les coordonnées du i^e sommet de l'élément et V_i représente son potentiel. \mathbf{Y}_e s'appelle *matrice d'admittance élémentaire*, \mathbf{V}_e , *vecteur de potentiel élémentaire* et \mathbf{I}_e , *vecteur de courant élémentaire*. Ces quatre relations sont définies pour tous les éléments et doivent être résolues simultanément pour tous les éléments. Ceci est accompli en assemblant les matrices élémentaires \mathbf{Y}_e , \mathbf{V}_e et \mathbf{I}_e pour former la matrice globale d'admittance \mathbf{Y} , la matrice globale de potentiel \mathbf{V} et la matrice globale de courant \mathbf{I} . La matrice \mathbf{Y} est de dimensions $(n \times n)$ et les matrices \mathbf{V} et \mathbf{I} sont de dimensions $(n \times p)$. Une fois les matrices globales assemblées à partir des matrices élémentaires, il s'agit de résoudre l'équation suivante :

$$\mathbf{YV} = \mathbf{I} \quad (3.17)$$

Comme dans le cas du maillage de la section précédente, la matrice \mathbf{Y} est singulière et donc non inversible. Il faut donc appliquer la même méthode qu'à la

section précédente, soit : fixer le potentiel d'un noeud à zéro et retirer la ligne correspondante des matrices \mathbf{Y} , \mathbf{V} et \mathbf{I} et la colonne correspondante de la matrice \mathbf{Y} pour ainsi obtenir les matrices \mathbf{Y}^* , \mathbf{V}^* et \mathbf{I}^* . Il s'agit ensuite d'effectuer l'inversion de la matrice d'admittance \mathbf{Y}^* et de la multiplier par la matrice de courant \mathbf{I}^* pour ainsi obtenir la matrice de potentiel \mathbf{V}^* . Cette matrice fournit le potentiel de tous les noeuds pour un patron de courant donné et il suffit de trouver les noeuds correspondant à la position des électrodes pour calculer les différences de potentiel qui sont mesurées pour un patron de courant donné.

3.2.3 Conception d'un maillage correspondant à un milieu continu

Afin de concevoir un maillage représentant le plus fidèlement possible la distribution de conductivité d'un milieu continu, il suffit de remarquer les similitudes entre les méthodes présentées aux deux sections précédentes. Bien que la première s'applique à un maillage et la seconde à un milieu continu, les deux méthodes permettent d'obtenir une équation de la forme suivante :

$$\mathbf{YV} = \mathbf{I} \quad (3.18)$$

Dans le cas d'un maillage, les vecteurs \mathbf{V} et \mathbf{I} représentent respectivement les tensions et les courants pour chacun des noeuds d'un maillage. Dans le cas d'un milieu continu, ces mêmes vecteurs représentent les tensions et les courants correspondant aux noeuds d'un ensemble d'éléments triangulaires. Si l'on choisit de prendre un maillage dont les mailles coïncident parfaitement avec les éléments triangulaires du modèle par éléments finis, les vecteurs \mathbf{V} et \mathbf{I} représentent alors les tensions et les courants évalués aux mêmes endroits dans les deux cas.

Le maillage qui représente le plus fidèlement possible un milieu continu donné est celui pour lequel sa matrice d'admittance \mathbf{Y} est égale à celle du milieu continu. Il suffit alors de calculer la matrice d'admittance du milieu continu à l'aide de la

méthode de la section précédente et ensuite de prélever les valeurs d'admittance du maillage correspondant. Ce prélèvement est relativement facile puisqu'on peut se rappeler que, selon la section 3.2.1, l'élément $y_{ij} = y_{ji}$ représente la valeur de l'admittance qui doit relier les noeuds i et j du maillage. De plus l'élément y_{ii} doit représenter l'opposé de la somme de toutes les admittances qui sont connectées au i^{e} noeud.

Bien que cette méthode simple semble fonctionner, il reste à démontrer qu'il est toujours possible d'obtenir un maillage triangulaire pour n'importe quel milieu continu. Pour ce faire, on développe l'équation 3.16 et on calcule ses dérivées. On obtient ainsi :

$$\frac{\partial f_1}{\partial x} = \frac{(y_2 - y_3)}{\Delta}, \quad \frac{\partial f_2}{\partial x} = \frac{(y_3 - y_1)}{\Delta}, \quad \frac{\partial f_3}{\partial x} = \frac{(y_1 - y_2)}{\Delta} \quad (3.19)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial y} = \frac{(x_3 - x_2)}{\Delta}, \quad \frac{\partial f_2}{\partial y} = \frac{(x_1 - x_3)}{\Delta}, \quad \frac{\partial f_3}{\partial y} = \frac{(x_2 - x_1)}{\Delta} \quad (3.20)$$

$$\Delta = x_1y_2 - x_1y_3 - x_2y_1 + x_2y_3 + x_3y_1 - x_3y_2 \quad (3.21)$$

En substituant ces équations dans l'équation 3.14, sachant que σ est constant à l'intérieur de l'élément et que l'aire de l'élément est donnée par $\Delta/2$, on obtient :

$$\mathbf{Y}_e = \begin{bmatrix} -(G_{12} + G_{13}) & G_{12} & G_{13} \\ G_{12} & -(G_{12} + G_{23}) & G_{23} \\ G_{13} & G_{23} & -(G_{13} + G_{23}) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$G_{12} = \frac{\sigma}{2\Delta} [(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3)] \quad (3.23)$$

$$G_{13} = \frac{\sigma}{2\Delta} [(y_2 - y_3)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_2)(x_2 - x_1)] \quad (3.24)$$

$$G_{23} = \frac{\sigma}{2\Delta} [(y_3 - y_1)(y_1 - y_2) + (x_1 - x_3)(x_2 - x_1)] \quad (3.25)$$

On peut facilement constater que cette matrice d'admittance élémentaire a la même structure que la matrice d'admittance 3.7. Ceci démontre qu'il est toujours

possible de concevoir un maillage triangulaire qui représente un milieu continu avec une précision comparable à celle du modèle par éléments finis.

En résumé, pour concevoir un maillage correspondant à un milieu continu donné, il suffit de :

1. Découper le milieu continu en triangles qui serviront d'éléments pour le modèle par éléments finis et dont les arrêtes constitueront les éléments d'admittance du maillage.
2. Calculer les matrices d'admittance élémentaires \mathbf{Y}_e pour chaque élément du maillage.
3. Assembler la matrice globale d'admittance \mathbf{Y} à partir des matrices d'admittance élémentaires \mathbf{Y}_e .
4. Prélever la valeur des éléments d'admittance du maillage de la matrice \mathbf{Y} . La valeur de l'admittance qui relie les i^e et j^e noeuds du maillage est donnée par l'élément (i, j) de \mathbf{Y} .

3.3 Résultats

Cette section est divisée en trois parties. La première présente un fantôme construit avec la méthode décrite précédemment. La seconde montre l'importance de bien choisir la tolérance des résistances qui composent ce fantôme et la troisième, une comparaison des signaux théoriques obtenus pour quatre fantômes différents.

3.3.1 Description du fantôme construit avec la nouvelle méthode

Un fantôme représentant un milieu continu de forme circulaire et dont la distribution de conductivité est homogène a été construit en utilisant la méthode décrite à la section 3.2.3. Ce maillage utilise 340 résistances et sa topologie est représentée

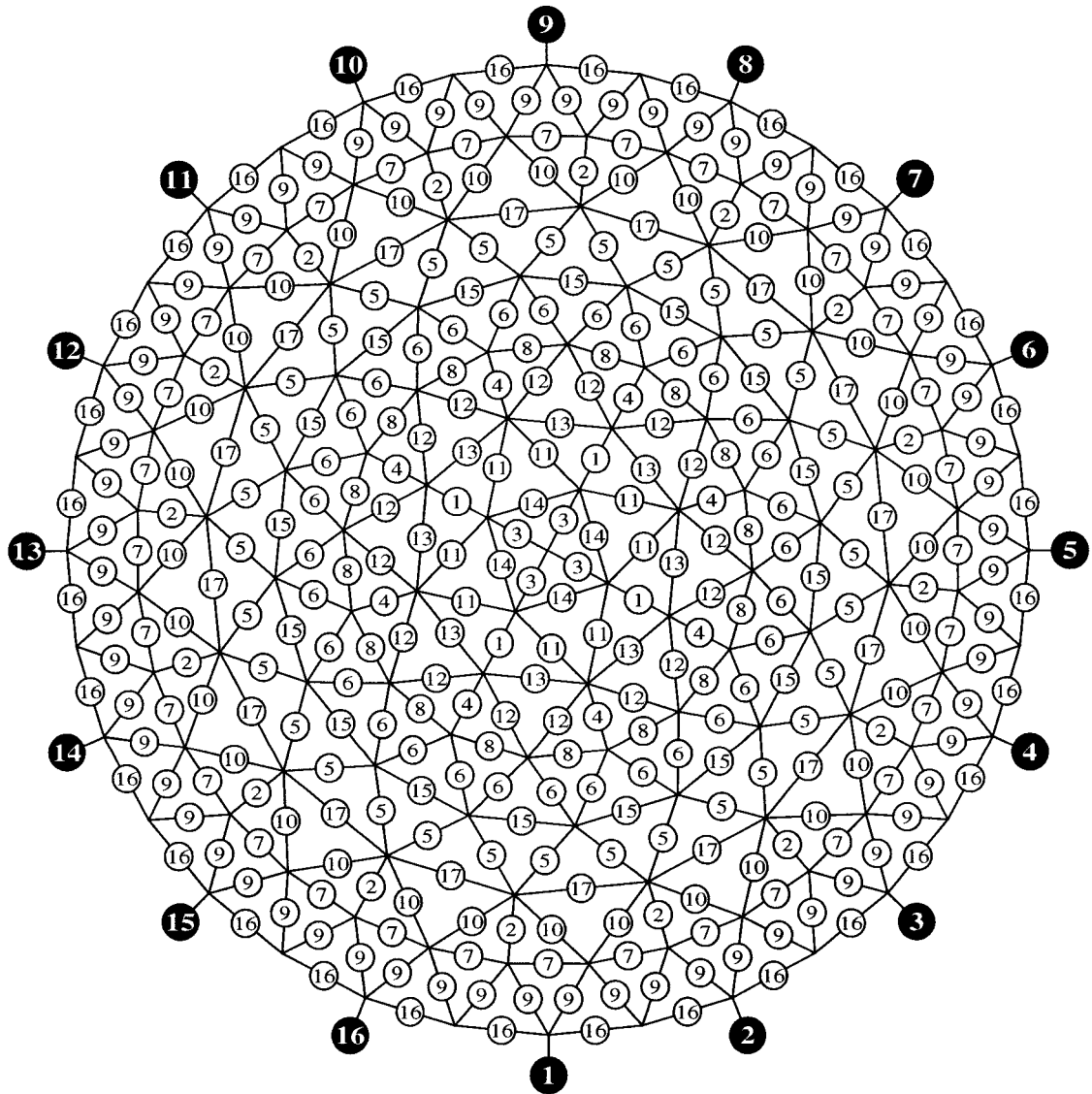


Figure 3.5 Maillage de résistances utilisé pour le fantôme construit avec la nouvelle méthode. Les cercles blancs numérotés de 1 à 17 correspondent à des résistances dont la valeur est donnée au tableau 3.1. Les cercles noirs numérotés de 1 à 16 correspondent aux positions des seize électrodes.

Tableau 3.1 Résistances utilisées pour le fantôme de la figure 3.5.

Numéro de la résistance	Quantité requis	Résistance théorique (Ω)	Résistance à 1 % (Ω)	Résistance à 5 % (Ω)
1	4	51.5535	51.1	51
2	16	59.1307	59.0	62
3	4	64.0625	63.4	62
4	8	64.4128	64.9	62
5	32	71.0309	71.5	68
6	32	91.6026	90.9	91
7	32	95.2762	95.3	91
8	16	98.6340	97.6	100
9	64	99.9694	100	100
10	32	129.6232	130	130
11	8	133.3064	133	130
12	16	148.4381	147	150
13	8	179.5700	178	180
14	4	199.9596	200	200
15	16	258.0776	261	270
16	32	366.9676	365	360
17	16	3153.6801	3160	3300

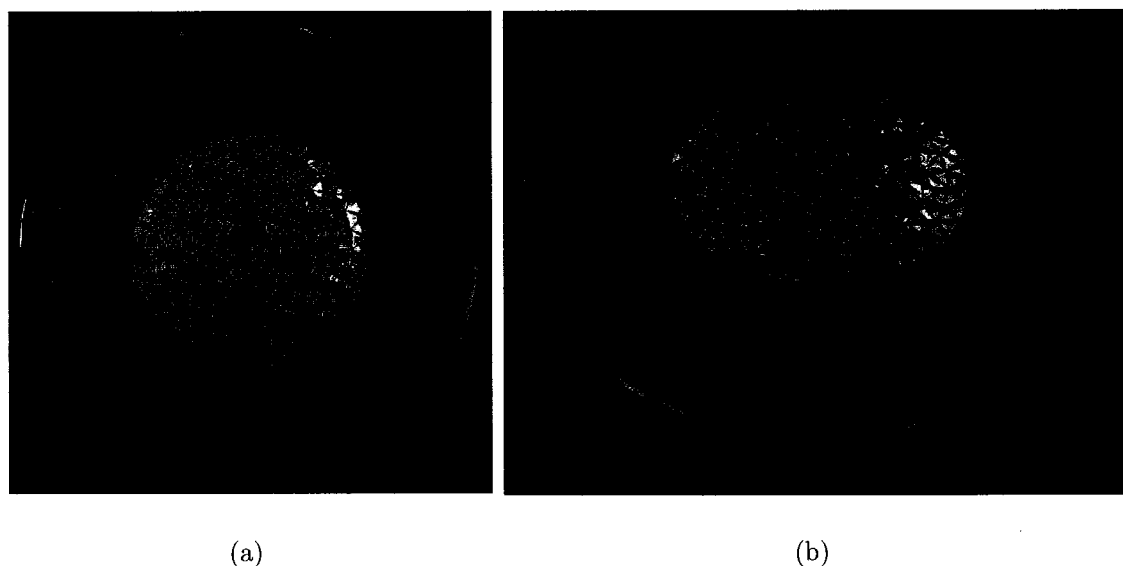


Figure 3.6 Photographies du fantôme construit avec la nouvelle méthode. a) Vue du dessus. b) Vue de coté.

à la figure 3.5. Les cercles blancs numérotés de 1 à 17 représentent les résistances dont les valeurs sont données au tableau 3.1. La première colonne indique le numéro de la résistance et la deuxième, la quantité requise de chaque valeur de résistances. La troisième colonne indique les valeurs de résistance théoriques telles que calculées par la méthode de la section 3.2.3. Ces valeurs de résistance sont arrondies aux valeurs des quatrième et cinquième colonnes selon qu'on utilise des résistances dont la tolérance est de 1 % ou 5 %.

Deux fantômes ont été construits : un avec des résistances dont la tolérance est de 5 % et un autre avec des résistances de 1 %. Ce dernier est représenté à la figure 3.6. Afin de pouvoir créer des perturbations de conductivité, douze interrupteurs ont été placés aux positions identifiées A à L dans la figure 3.7. Lorsqu'on appuie sur l'un de ces interrupteurs, la résistance correspondante est court-circuitée.

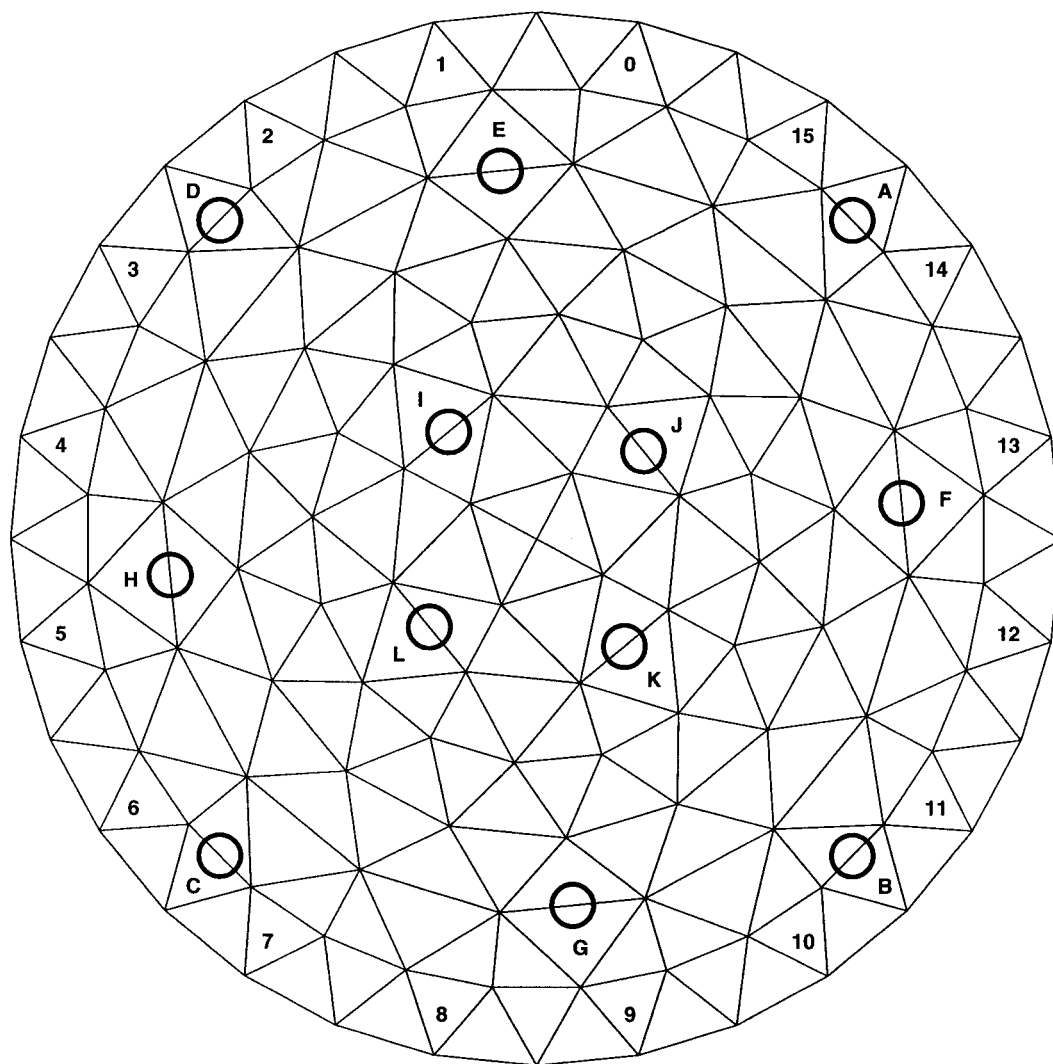


Figure 3.7 Disposition des interrupteurs et des électrodes sur le nouveau fantôme. Les numéros 0 à 15 indiquent l'emplacement des seize électrodes. Les cercles identifiés par les lettres A à L indiquent la position de douze interrupteurs qui servent à court-circuiter les résistances correspondantes.

Tableau 3.2 Précision d'un maillage selon la tolérance des résistances utilisées.

Tolérance du maillage (%)	Précision			
	Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
0.1	99.9777	0.0168	99.8766	100.0000
1	99.7774	0.1678	98.5924	100.0000
5	98.8788	0.8446	93.6876	100.0000

3.3.2 Choix de la tolérance des résistances

Le choix de la tolérance des résistances utilisées pour construire le fantôme a un impact direct sur la capacité de prédire le signal théorique qui est calculé en utilisant les valeurs nominales des résistances et non les valeurs réelles de chacune des résistances qui le composent. Les différences observées entre le signal théorique et le signal mesuré sur ce fantôme ne proviennent donc pas uniquement de l'imprécision de l'appareil de TIE utilisé mais aussi de la tolérance des résistances.

Afin d'illustrer ce point, des simulations ont été réalisées en supposant un appareil de TIE infiniment précis et des résistances dont la tolérance est de 0.1 %, 1 % et 5 %. Afin de simuler la tolérance des résistances, une distribution uniforme a été utilisée, les simulations ont été répétées 1000 fois et les résultats ont été analysés statistiquement. La précision a été évaluée en utilisant l'équation 2.2. La formule utilisée est donc la même que lorsque la précision des systèmes de TIE a été évaluée au chapitre 2. La seule différence est que le signal utilisé pour le calcul provient d'une simulation de la tolérance des résistances plutôt que d'un véritable appareil.

Les résultats de ces simulations sont donnés au tableau 3.2 pour des tolérances de résistance de 0.1 %, 1 % et 5 %. La moyenne, l'écart-type, le minimum et le maximum de la précision des 208 mesures de TIE y sont indiqués. Ces résultats indiquent la précision avec laquelle on pourrait évaluer un système de TIE donné en utilisant des résistances d'une tolérance donnée. Dans ce cas-ci, un appareil, dont

Tableau 3.3 Précision des trois générations d'électrodes actives en fonction de la tolérance des résistances utilisées.

Génération d'électrodes actives	Tolérance du maillage (%)	Précision			
		Moyenne (%)	Écart-type (%)	Minimum (%)	Maximum (%)
1	1	88.7690	13.4183	40.5037	99.9367
1	5	87.6882	15.3348	9.2745	99.9933
2	1	98.9618	0.9819	95.5560	99.9885
2	5	97.8279	1.5215	93.6374	99.9535
3	1	99.7427	0.1749	99.1249	99.9996
3	5	98.4508	1.0645	94.9972	99.9867

la précision est de 100 %, obtiendrait un résultat de 98.8788 % avec des résistances de 5 %, 99.7774 avec 1 % et 99.9777 % avec 0.1 %. Il faut donc faire preuve de discernement lorsqu'on analyse les mesures de précision effectuées avec un maillage dont la tolérance des résistances qui le composent est assez élevée.

Pour démontrer ce principe, les mesures de précision effectuées au chapitre 2 pour les trois générations d'électrodes actives ont été répétées en utilisant deux fantômes différents. Ils ont tous les deux la même topologie mais le premier utilise des résistance de 1 % alors que le second utilise des résistances de 5 %. Les résultats sont compilés au tableau 3.3. On y constate que la précision évaluée avec le fantôme à 5 % est toujours inférieure d'environ 1 % à celle évaluée avec le fantôme à 1 %. On constate également pour la troisième génération d'électrodes actives que les valeurs de précision obtenues avec les fantômes de 1 % et 5 % sont très près de celles obtenues au tableau 3.2. Cela implique que l'imprécision mesurée peut provenir en grande partie de l'imprécision des résistances utilisées pour construire le maillage plutôt que de l'appareil lui-même. Quand on cherche à déterminer la précision d'un système de TIE par cette méthode, on peut donc conclure que les valeurs obtenues ne constituent que des valeurs minimales et que la précision du système peut être

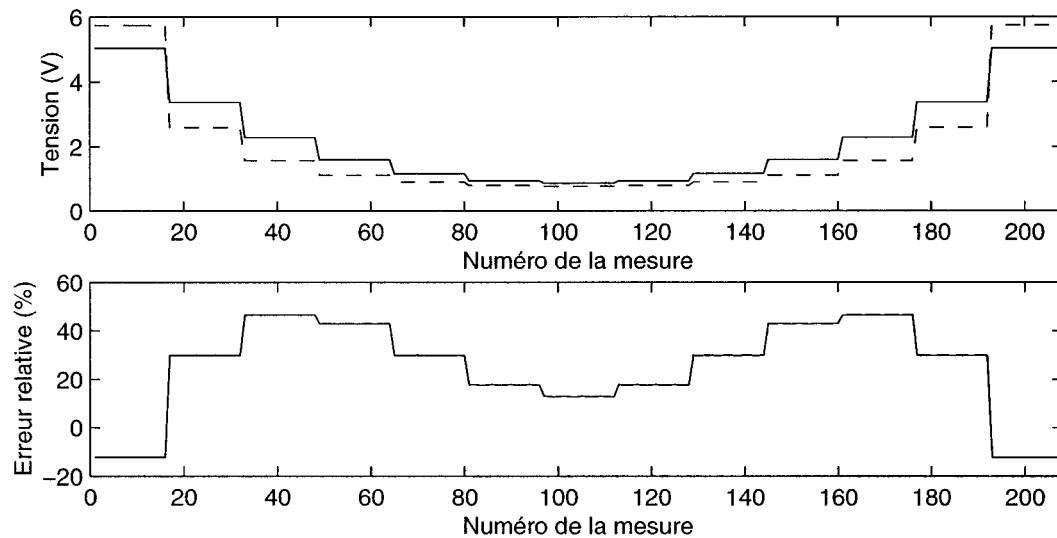


Figure 3.8 Comparaison du signal théorique du fantôme en forme de roue avec celui d'un milieu homogène. Le signal en trait continu représente le signal théorique pour le fantôme alors que le signal en tirets représente le signal théorique pour un milieu continu.

supérieure.

Dans le cas présent, un fantôme composé de résistances dont la tolérance est de 5 % ne permet pas d'estimer convenablement la précision d'un système lorsqu'elle est supérieure à 98.8788 %. Un fantôme dont les résistances ont une tolérance de 1 % est limité à une précision de 99.7774 % tandis que des résistances dont la tolérance est de 0.1 % permettent d'atteindre 99.9777 %.

3.3.3 Comparaison des signaux théoriques

Afin d'évaluer les performances du nouveau fantôme par rapport à ceux décrits dans la littérature, leurs signaux de tension théoriques respectifs ont été calculés. La figure 3.8 présente une comparaison du signal fourni par le maillage en roue de la figure 3.1 par rapport au signal théorique obtenu pour un milieu circulaire dont la distribution de conductivité est homogène. Les valeurs de résistance utilisées

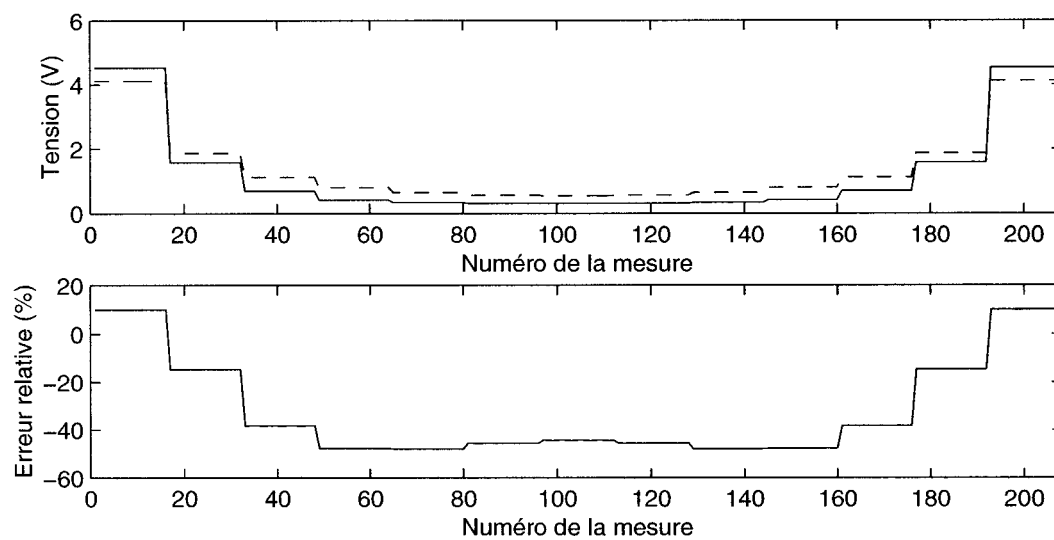


Figure 3.9 Comparaison du signal théorique du fantôme de Hahn avec celui d'un milieu homogène. Le signal en trait continu représente le signal théorique pour le fantôme alors que le signal en tirets représente le signal théorique pour un milieu continu.

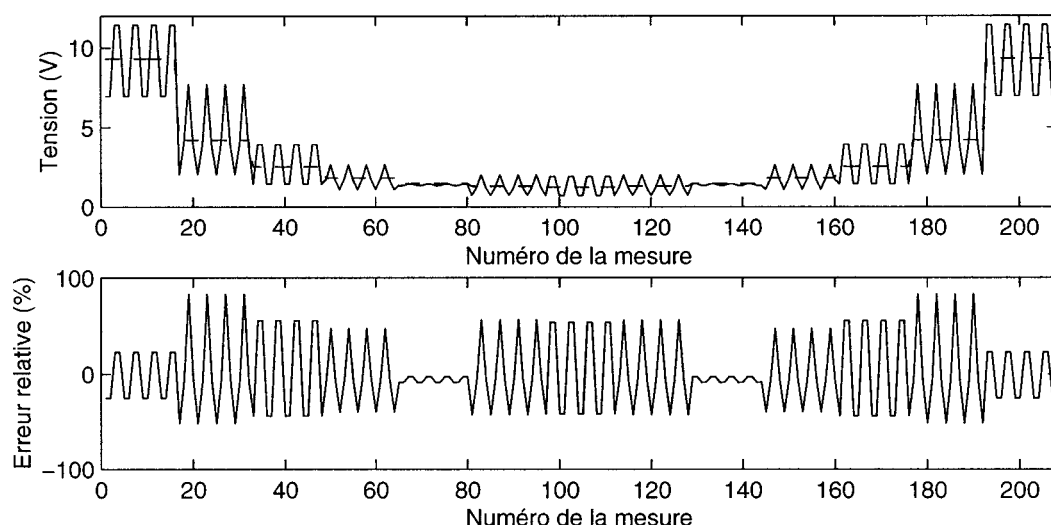


Figure 3.10 Comparaison du signal théorique du fantôme Cardiff avec celui d'un milieu homogène. Le signal en trait continu représente le signal théorique pour le fantôme alors que le signal en tirets représente le signal théorique pour un milieu continu.

pour le maillage en roue sont de 330 ohms pour ① et de 56 ohms pour ②. Ces valeurs ont été obtenues par optimisation puisqu'elles n'étaient pas fournies par les auteurs de l'article décrivant ce type de maillage. Les figures 3.9, 3.10 et 3.11 présentent la même comparaison mais en utilisant les fantômes de Hahn, de Cardiff et le nouveau fantôme. Les valeurs de résistance utilisées pour ces fantômes sont telles que décrites dans les sections précédentes.

Des quatre fantômes, le nouveau est celui qui représente le plus fidèlement le signal qu'on obtiendrait d'un milieu circulaire homogène avec une erreur maximale d'environ 0.2 %. Cette erreur provient du fait que les valeurs de résistance utilisées ont été arrondies aux valeurs de résistance de 1 % disponibles sur le marché. Les fantômes en roue et de Hahn produisent un signal dont la forme est à peu près similaire à celle d'un milieu homogène de forme circulaire sauf que l'amplitude des plateaux qui le composent n'est pas exacte avec une erreur maximale d'environ

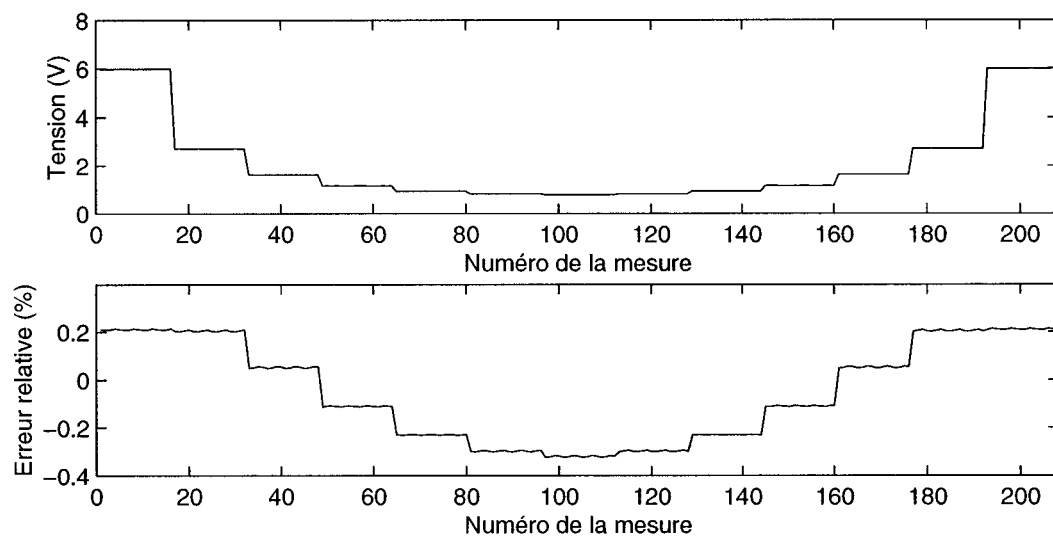


Figure 3.11 Comparaison du signal théorique du nouveau fantôme avec celui d'un milieu homogène. Le signal en trait continu représente le signal théorique pour le fantôme alors que le signal en tirets représente le signal théorique pour un milieu continu. Ces deux signaux sont pratiquement superposés.

40 % dans les deux cas. Quant au fantôme Cardiff, il présente un signal qui oscille autour du vrai signal d'un milieu homogène de forme circulaire. Ceci est dû au fait qu'il est difficile d'approximer un cercle en utilisant un assemblage de carrés et que les différentes positions des électrodes ne sont pas équivalentes les unes aux autres du point de vue électrique.

3.4 Discussion et conclusion

Dans ce chapitre, une méthode générale pour obtenir un maillage représentant un milieu dont la distribution de conductivité et la forme sont arbitraires a été décrite. Un fantôme représentant un milieu de forme circulaire et dont la distribution de conductivité est homogène a été réalisé en utilisant cette méthode. Il a été démontré que plus la tolérance des résistances utilisées pour construire un fantôme est grande, plus sa capacité à évaluer la précision d'un système de TIE est limitée.

Comparé aux fantômes décrits dans la littérature, le nouveau fantôme est celui qui présente la distribution de conductivité la plus réaliste par rapport à un milieu circulaire dont la conductivité est homogène. Bien que le fantôme en forme de roue et celui de Hahn présentent une erreur plus grande que le nouveau fantôme, la forme générale du signal de tension théorique qu'ils produisent est similaire au signal obtenu d'un milieu circulaire dont la conductivité est homogène. Le fantôme Cardiff, quant à lui, ne présente pas un signal de tension très réaliste.

Les comparaisons effectuées entre les fantômes dans ce chapitre ont porté principalement sur leur capacité à fournir un signal de tension réaliste lorsqu'on leur applique des patrons de courant. Comme on pourra le voir au chapitre 5, les fantômes sont également utilisés pour vérifier le bon fonctionnement des algorithmes de reconstruction qui permettent d'obtenir des images de la conductivité électrique à partir de ce signal de tension. Pour ce faire, il s'agit habituellement de faire varier l'impédance d'un élément constituant du maillage et de vérifier dans l'image si cette

perturbation est bien localisée et de bonne amplitude. Pour ce type de vérification, le nouveau fantôme et le fantôme Cardiff sont de beaucoup supérieurs à ceux en roue et de Hahn. Cela est dû au fait que les deux premiers comportent beaucoup plus d'éléments d'impédance que les deux autres, ce qui permet d'engendrer des perturbations de conductivité mieux localisées.

Tous les fantômes décrits dans ce chapitre représentent un milieu circulaire dont la conductivité est homogène. Une telle distribution de conductivité est loin de représenter celle d'un thorax humain. La nouvelle méthode décrite permet facilement de construire un fantôme dont la forme ressemble davantage à un thorax. De plus, elle pourrait être étendue à trois dimensions en utilisant une méthode tridimensionnelle par éléments finis. Il suffit alors d'utiliser des tétraèdres au lieu de triangles pour subdiviser le milieu continu (Gagnon, 1997). Le maillage ainsi obtenu serait un assemblage tridimensionnel de résistances qui pourrait être ramené à un certains nombres de circuits imprimés empilés les uns par-dessus les autres afin d'en faciliter la fabrication.

Une autre amélioration qui pourrait être apportée serait de tenir compte des impédances de contact. Pour ce faire, il s'agirait d'ajouter un élément d'impédance en série à chacun des points de contact du système avec le maillage. Cet élément serait composé de résistances et de condensateurs ou encore mieux d'un élément dont on peut faire varier l'impédance numériquement par l'intermédiaire d'un microcontrôleur, par exemple. Un tel élément pourrait être réalisé à l'aide d'un potentiomètre numérique ou d'un convertisseur numérique analogique multiplicateur (Kieffel *et al.*, 2000; Schneider *et al.*, 2000). L'ajout de ces éléments dont l'impédance varie permettrait de simuler les variations d'impédances de contact qui se produisent lorsque le patient respire ou bouge.

Toutes ces améliorations permettraient d'obtenir un fantôme beaucoup plus réaliste tout en connaissant avec précision sa distribution de conductivité. Il serait

alors possible d'obtenir d'un tel fantôme un signal de tension très réaliste et très prévisible.

CHAPITRE 4

ARCHITECTURE DE PROGRAMMATION

Plusieurs programmes sont nécessaires pour qu'un système de TIE fonctionne correctement. Certains sont écrits pour les microcontrôleurs et les circuits programmables qui font partie intégrante de l'appareil de TIE alors que d'autres s'exécutent sur un ordinateur qui est interfacé ou non à celui-ci. C'est ce dernier type de programmes auquel on s'intéresse dans ce chapitre. Ces programmes peuvent s'exécuter en temps réel ou différé et sont habituellement écrits en C, C++ ou Matlab^{MD}. Ils permettent, entre autres, de contrôler l'appareil de TIE, de reconstruire les images de conductivité, d'effectuer des simulations numériques ou d'extraire de l'information cliniquement significative des images reconstruites. Dans le cadre de cette thèse, une architecture de programmation a été développée dans le but de faciliter le développement, la maintenance et l'intégration de tels programmes. Étant modulaire, elle favorise également la réutilisation et le partage du code source entre différents programmeurs même s'ils travaillent sur différents projets.

Comme mentionné dans l'introduction, ce chapitre débute par une revue de la littérature sur les outils de programmation et les interfaces graphiques développés pour la TIE. Suivent par la suite les descriptions 1) de l'architecture de programmation qui a été développée, 2) des modules que cette architecture a permis de réaliser et 3) des différentes façons d'interconnecter ces modules. Le tout se termine par une discussion sur les avantages d'utiliser cette nouvelle architecture de programmation et sur les améliorations qui pourraient lui être apportées.

4.1 Revue de la littérature

Bien que plusieurs programmes soient essentiels au fonctionnement de tout système de TIE, très peu d'articles s'y attardent dans la littérature. Certains expliquent en détail les algorithmes ou les fonctions que doit réaliser un programme en particulier mais très peu mentionnent l'architecture de programmation ou les outils qui ont été utilisés. Ils ne font habituellement qu'exposer la plate-forme et le langage de programmation utilisés. Quatre auteurs traitent cependant de certains points qui sont essentiels à la conception d'une bonne architecture de programmation.

Woo *et al.* (1989) ont réalisé une interface graphique composée de quatre modules. Le premier est un générateur de maillage interactif pour le modèle par éléments finis. Le deuxième solutionne le système d'équations linéaires qui est obtenu par éléments finis. Le troisième effectue le calcul des profils de courant optimaux et exécute l'algorithme de reconstruction des images de TIE. Le dernier réalise enfin l'affichage des images et le post-traitement. Ils mentionnent que puisque leur programme utilise l'environnement graphique Macintosh^{MD}, chaque partie du programme est interactive et facile à utiliser.

Petegem *et al.* (1992) ont développé une architecture ouverte qui fournit un banc d'essai puissant pour les chercheurs en TIE. Elle a été développée en C sous Windows 3.0. Elle est constituée de quatre modules. Le premier s'occupe de fournir des mesures de TIE soit par le biais de simulation, soit par le biais d'un véritable appareil de TIE. Le second s'occupe de la reconstruction d'images et supporte plusieurs algorithmes de reconstruction. Le troisième se charge du traitement des images et de l'affichage. Le dernier module s'occupe de la gestion des autres modules, des événements de Windows^{MD} et des fichiers.

Wilson *et al.* (2001) ont développé un nouveau système de TIE appelé Mk3.5. Ils mentionnent que leur interface graphique a été programmée en Matlab^{MD} et que

la partie qui contrôle l'appareil de TIE a été programmée en C et intégrée au code Matlab^{MD} en la compilant sous la forme d'un fichier exécutable (*MexFile*). Tous les fichiers de données sont sauvegardés en format Matlab^{MD} afin d'être facilement accessibles à des fins de post-traitement. Ils mentionnent que l'interface graphique n'est pas très rapide et que l'utilisation du compilateur de code Matlab^{MD} fourni par MathWorks pourrait régler ce problème.

Vauhkonen *et al.* (2001) ont développé un ensemble de fonctions Matlab^{MD} appelé EIDORS (*Electrical Impedance and Diffuse Optical Reconstruction Software*) qui permet de reconstruire des images de TIE en utilisant différents algorithmes de reconstruction. Ces fonctions sont idéales pour obtenir sans trop d'efforts des images de TIE, les afficher et effectuer du post-traitement mais leur usage est limité par le fait que leur vitesse d'exécution n'est pas très grande. Ils recommandent l'utilisation des fonctions qu'ils ont développées, et de Matlab^{MD} en général, pour mettre au point un algorithme de reconstruction puis de programmer la version finale en C pour bénéficier d'une plus grande vitesse d'exécution.

4.2 Interfaces graphiques des systèmes de TIE précédents

Quatre générations de système de TIE ont été développées à l'Institut de génie biomédical (IGB) sans qu'aucun effort n'ait été déployé à la réalisation d'une architecture de programmation. Chacune de ces générations possédait une interface graphique qui lui était propre. Lors du passage d'une génération à l'autre, très peu du code source de l'interface précédente pouvait être réutilisé à cause du manque de modularité. L'interface graphique pour une nouvelle génération devait donc être réécrite au complet.

La quatrième génération de système (TIE4) ne faisait pas exception à cette règle. Son interface graphique a été programmée en C sous Windows 3.1 en utilisant très peu du code de l'interface graphique précédente qui s'exécutait sous DOS.

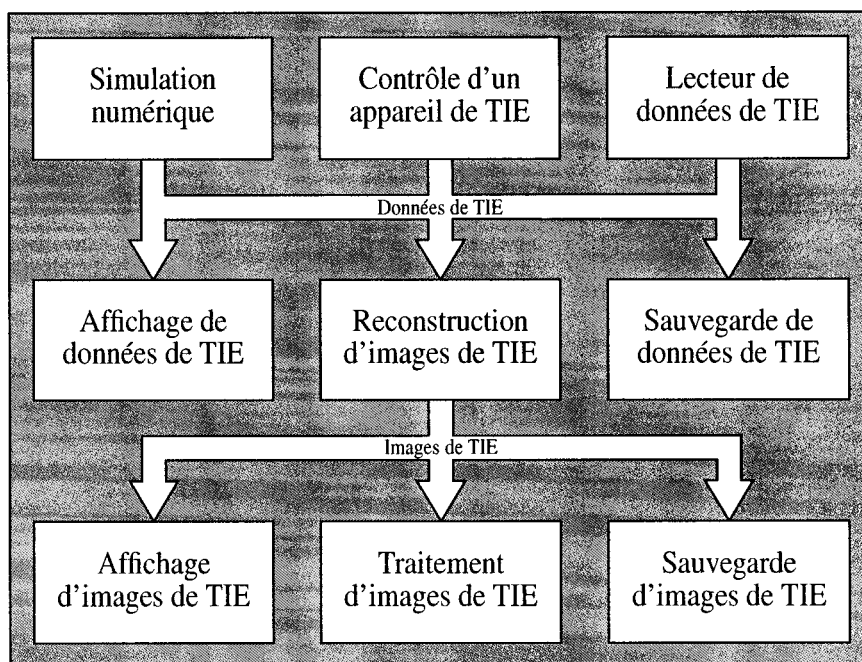


Figure 4.1 Représentation schématique des programmes nécessaires en TIE.

La programmation sous Windows 3.1, qui est un système d'exploitation seize bits, comportait beaucoup de limitations surtout pour la gestion de la mémoire. De plus, cette interface manquait énormément de modularité. Ceci nuisait grandement à la maintenance du code et à l'ajout de nouvelles fonctionnalités qui se faisait souvent au détriment de la stabilité du système de TIE.

4.3 Spécifications d'une bonne architecture de programmation pour la TIE

La figure 4.1 représente de manière schématique les programmes généralement utilisés en TIE. Les données peuvent provenir de trois sources : d'un appareil de TIE, de simulations numériques ou de données préalablement sauvegardées. Ces données peuvent ensuite être visualisées, être sauvegardées ou être transformées

en images de TIE par un algorithme de reconstruction. Les images de TIE ainsi obtenues peuvent ensuite être affichées, sauvegardées ou être traitées afin d'en extraire de l'information cliniquement significative.

Comme on peut le voir à la figure 4.1, les programmes utilisés en TIE se prêtent bien à une architecture modulaire comme l'avaient souligné Woo *et al.* (1989). La maintenance est alors grandement simplifiée car chaque module accomplit une tâche qui est indépendante de celles des autres. De plus, il est facile de substituer un module à un autre lorsqu'on veut utiliser un autre système de TIE, un autre algorithme de reconstruction ou traiter les images de TIE différemment. Le passage d'une génération d'appareil de TIE à une autre se fait alors simplement en réécrivant le module qui contrôle l'appareil de TIE. Les autres modules n'ont pas à être modifiés puisque leur fonctionnement est indépendant de la source des données de TIE.

Cette architecture doit être ouverte et expansible comme le soulignaient Pettegem *et al.* (1992). Certains des modules de la figure 4.1 pourront être séparés en plusieurs modules. Par exemple, le module de simulation numérique peut être séparé en deux modules. Le premier servira à générer des maillages pour le modèle par éléments finis alors que le deuxième effectuera la résolution par éléments finis en tant que telle. Le traitement des images peut également comporter plusieurs étapes qui peuvent être séparées en autant de modules. Il est donc important que l'architecture soit suffisamment flexible pour permettre de tels changements.

Certains modules doivent fonctionner en temps réel. C'est le cas, entre autres, du module qui permet de contrôler l'appareil de TIE et de recueillir les données qu'il génère. Bien qu'il ne soit pas essentiel que les autres modules fonctionnent en temps réel, il s'avère intéressant qu'il en soit ainsi. Le fait de pouvoir visualiser les données et les images de TIE ainsi que toute autre information pertinente en temps réel permet un très haut niveau d'interaction entre l'utilisateur et le système de TIE. On peut modifier un paramètre du système ou demander au

patient d'effectuer une manoeuvre et observer tout de suite les résultats. Cela contribue à une meilleure compréhension de ce qui se passe en TIE, à une plus grande facilité pour régler les problèmes présents dans le système et évidemment à un très grand plaisir d'utilisation.

Afin de faciliter l'exécution en temps réel des modules qu'elle comporte, cette architecture doit exploiter au maximum les composantes d'un PC moderne. Les plus récents systèmes d'exploitation permettent l'exécution simultanée de plusieurs programmes et de plusieurs processus légers (*threads*) à l'intérieur d'un même programme. Ceci a comme avantage de minimiser les temps morts pour un CPU. Dès qu'un processus attend après un périphérique, le processus est automatiquement mis de côté pour passer à un autre afin d'exploiter au maximum la puissance du ou des CPU. Certaines cartes vidéo possèdent maintenant un coprocesseur graphique dont la complexité et la puissance de calcul sont équivalentes ou supérieures à celles d'un CPU pour effectuer certaines tâches. Il est possible d'exploiter cette puissance supplémentaire dans le but d'alléger le fardeau du CPU qui peut alors être utilisé pour d'autres tâches. L'exploitation au maximum des ressources d'un PC moderne doit cependant se faire en utilisant uniquement des bibliothèques standards et non des bibliothèques spécifiques au fabricant de certains composants. Il est alors possible de modifier la configuration matérielle du PC et d'installer les pilotes de périphériques (*drivers*) correspondants sans avoir à toucher à une seule ligne du code source de l'application.

En résumé, une bonne architecture de programmation en TIE doit être modulaire, ouverte, expansible et exploiter les techniques de programmation modernes pour faciliter l'exécution en temps réel.

4.3.1 Introduction à MEMTA

Dans le cadre de cette thèse, une architecture telle que décrite à la section précédente a été développée. Elle est modulaire, expansible, utilise plusieurs processus légers (*threads*) et s'appelle *MEMTA* (*Modular Expandable Multi-Threaded Architecture*). On distingue trois composants principaux dans MEMTA : les modules, les canaux et l'environnement de développement MEMTA.

Pour réaliser une application à l'aide de MEMTA, celle-ci doit d'abord être subdivisée en modules. Chaque module est une boîte noire qui comporte un certain nombre d'entrées et de sorties qui définissent son interface de programmation avec le monde extérieur et qui lui permettent de communiquer avec d'autres modules. Le rôle d'un module consiste à attendre que des données parviennent à ses entrées pour ensuite produire des données à ses sorties en fonction de celles qu'il a reçues à ses entrées.

Pour que plusieurs modules puissent travailler ensemble dans une application MEMTA, les sorties et les entrées doivent être interconnectées de manière cohérente. Ces interconnexions sont décrites dans un programme utilisant un langage spécifique à MEMTA que l'environnement de développement est capable d'interpréter. Ce programme indique quels modules doivent être démarrés et comment leurs entrées et sorties doivent être interconnectées sous le contrôle de l'environnement de développement.

Une entrée et une sortie ne sont pas connectées ensemble directement, mais plutôt par l'intermédiaire d'un canal. Le rôle de ce dernier est d'assurer l'efficacité et la sécurité du transfert de données d'un module à l'autre. Les modules peuvent ainsi communiquer entre eux sans avoir à attendre les uns après les autres et sans se soucier que les modules puissent s'exécuter dans des processus légers différents. Ces canaux permettent également à plusieurs entrées d'être connectées sur une même sortie sans que le module à qui appartient cette sortie n'ait à s'en préoccuper.

Pour bien comprendre la philosophie de MEMTA, considérons un exemple simple, soit une application qui trouve et affiche tous les nombres premiers. Cette application peut être divisée en deux modules. Le premier trouve les nombres premiers alors que le second les affiche à l'écran. Le premier module ne comporte qu'une seule sortie et aucune entrée alors que le second, une seule entrée et aucune sortie. Lorsque le premier module trouve un nombre premier, il le transmet à sa sortie. Le second module affiche à l'écran tout nombre qu'il reçoit à son entrée. Pour obtenir l'application désirée, il suffit de connecter la sortie du premier module à l'entrée du second par l'intermédiaire d'un canal.

Bien que cet exemple soit simple, il permet de constater les avantages d'une telle architecture. Sa modularité permet facilement à deux programmeurs de combiner leurs efforts pour développer cette application en travaillant chacun sur un module. Ils n'ont qu'à s'entendre sur le format des données transmises entre les deux modules. On peut facilement étendre cette application pour permettre, par exemple, la sauvegarde des nombres premiers dans un fichier. Il suffit alors d'écrire un troisième module qui comporte une seule entrée et qui sauve dans un fichier tout nombre qu'il reçoit à son entrée. Ce troisième module peut alors être connecté en parallèle au même canal que le module qui affiche et on obtient alors une application qui trouve les nombres premiers, les affiche et les sauve dans un fichier. On peut également noter que le module qui affiche un nombre à l'écran et celui qui les sauve dans un fichier pourraient facilement être utilisés dans une autre application sans la moindre modification.

4.3.2 Module MEMTA

Il existe dans MEMTA une classe C++ appelée `CMemtaModule` qui contient toutes les fonctions de base nécessaires à la définition et au fonctionnement d'un module MEMTA. Tout module MEMTA doit être défini dans une classe dérivée

de celle-ci. De plus, chaque module est défini dans sa propre librairie chargeable dynamiquement (*Dynamic Link Library, DLL*). L'environnement de développement peut ainsi charger de nouveaux modules sans devoir être recompilé.

Afin de faciliter la conception d'un nouveau module et sa compilation sous la forme d'une *DLL*, un *AppWizard* a été écrit pour *VisualC++*. Ce dernier est un module d'extension (*plugin*) qu'on peut ajouter à l'environnement de développement de *VisualC++* afin de simplifier la tâche du programmeur. Il suffit alors de choisir l'option *New* dans le menu *File* pour faire apparaître une boîte de dialogue demandant quel type de projet on désire réaliser. En choisissant, l'option *Module MEMTA*, et en répondant à quelques questions, le programmeur obtient l'ébauche du code source d'un module MEMTA complet mais qui ne fait rien. Il ne reste alors plus qu'à y insérer les lignes de code qui permettront de l'adapter à la fonction désirée. Les fichiers générés par le *AppWizard* contiennent des commentaires indiquant les endroits où le programmeur doit insérer ses lignes de code et les fonctions propres à MEMTA qui doivent être utilisées. La majorité du travail du programmeur consiste à définir les entrées et les sorties de son module ainsi que les fonctions (*handlers*) qui les gèrent.

4.3.2.1 Définition des entrées et des sorties

La définition des entrées et des sorties du module doit s'effectuer dans le constructeur de la classe correspondant au module MEMTA. La fonction suivante est mise à la disposition du programmeur pour définir les entrées du module :

```
int RegisterInput(const char *Name, MHandlerFctType MHandlerFct);
```

Cette fonction comporte deux arguments. Le premier est une chaîne de caractères qui correspond au nom donné à l'entrée alors que le deuxième est un pointeur à une fonction membre dont le prototype sera donné plus loin. Cette fonction,

qui est définie par le programmeur, agit comme un gestionnaire d'interruption dans un ordinateur moderne. Elle est appelée automatiquement dès que des nouvelles données sont disponibles pour cette entrée. Le programmeur n'a donc pas à vérifier constamment si de nouvelles données sont disponibles, ce qui évite de consommer inutilement de précieux cycles de CPU. La fonction `RegisterInput` retourne comme argument un descripteur (*handle*) qui est simplement un nombre entier identifiant l'entrée nouvellement définie. Bien que chaque entrée puisse être spécifiée, par son descripteur ou son nom (*Name*), il est préférable d'utiliser son descripteur puisqu'il correspond à la technique d'adressage interne de MEMTA et est donc beaucoup plus efficace.

La définition des sorties s'effectue de la même manière que pour les entrées mais en utilisant plutôt la fonction `RegisterOutput` dont il existe deux prototypes :

```
int RegisterOutput(const char *Name);
int RegisterOutput(const char *Name, MHandlerFctType MHandlerFct);
```

Comme dans le cas de la fonction `RegisterInput`, le premier paramètre correspond au nom donné à la sortie et le descripteur (*handle*) retourné par la fonction est un nombre entier permettant d'identifier la sortie nouvellement définie. La deuxième version comporte un paramètre supplémentaire correspondant à un pointeur à une fonction membre dont le prototype est identique au deuxième paramètre de la fonction `RegisterInput` et sera présenté plus loin. Cette fonction agit comme un gestionnaire d'interruption et est appelée automatiquement lorsqu'un canal se branche ou se débranche de cette sortie. Le module peut ainsi transmettre des données par cette sortie au moment même où un canal se branche sur celle-ci. Cela permet également d'économiser des cycles de CPU car un module qui sait qu'aucun canal n'est branché sur une de ses sorties, ne perdra pas de temps à préparer les données spécifiques à cette sortie.

4.3.2.2 Exemple de définition des entrées et des sorties

Afin de bien comprendre comment doit se faire la définition des entrées et des sorties, prenons un exemple simple, soit un module qui calcule la racine carrée. Ce module doit comporter une entrée et une sortie et son rôle consiste à calculer la racine carrée de tout nombre qu'il reçoit à son entrée pour ensuite transmettre le résultat à sa sortie. Le code suivant serait suffisant pour définir l'entrée et la sortie nécessaires :

```
#include "MemtaData.h"
#include <math.h>

class CMMSqrtRoot : public CMemtaModule
{
    int InputID;
    int OutputID;

    CMD_double Data;

    void OnNewData(CMemtaChannel *MemtaChannelPtr);
    void SendData(CMemtaChannel *MemtaChannelPtr);
public:

    CMMSqrtRoot(CMemtaModuleInfo &MemtaModuleInfo);
    virtual ~CMMSqrtRoot() {};
};

CMMSqrtRoot::CMMSqrtRoot(CMemtaModuleInfo &MemtaModuleInfo) :
    CMemtaModule(MemtaModuleInfo)
{
    InputID = RegisterInput("Entree", OnNewData);
    OutputID = RegisterOutput("Sortie", SendData);
}
```

Le constructeur de la classe CMMSqrtRoot définit une entrée appelée *Entree* et une sortie appelée *Sortie*. On peut également désigner l'entrée par le descripteur

`InputID` et à la sortie par `OutputID`. Le fonction `OnNewData` sera appelée automatiquement dès que des données seront disponibles à l'entrée et la fonction `SendData` sera appelée automatiquement dès qu'un canal se connectera ou se déconnectera de la sortie. Comme on peut le constater dans la déclaration de la classe, le prototype de ces deux fonctions est le même. Elles ne retournent pas de valeur et ne possèdent qu'un seul paramètre, soit un pointeur à un `CMemtaChannel` qui est la classe de base de tous les canaux dans MEMTA. Ce paramètre permet d'identifier de quel canal proviennent les données dans le cas où la fonction gère une entrée ou quel canal vient de se brancher dans le cas où la fonction gère une sortie.

4.3.2.3 Définition d'une fonction gestionnaire de sortie

Une fonction gestionnaire de sortie est appelée automatiquement dès qu'un canal se branche où se débranche de la sortie en question. Comme il a été montré dans l'exemple précédent, une telle fonction ne comporte qu'un seul paramètre, soit un pointeur à un `CMemtaChannel` qui est la classe de base de tous les canaux dans MEMTA. Ce paramètre sera nul pour indiquer qu'un canal vient de se débrancher et pointera au canal qui vient de se brancher dans le cas où il est non nul.

Dans l'exemple précédent, la fonction `SendData` a été enregistrée comme gestionnaire de la sortie `Sortie` lors de l'appel de la fonction `RegisterOutput`. Le code de cette fonction pourrait ressembler à ceci :

```
void CMMSqrtRoot::SendData(CMemtaChannel *MemtaChannelPtr)
{
    if (MemtaChannelPtr)
        MemtaChannelPtr->Put(&Data);
}
```

La première ligne ne fait que s'assurer que la fonction a été appelée parce qu'un canal se branche sur la sortie en vérifiant que le pointeur `MemtaChannelPtr`

n'est pas nul. Dans un tel cas, il suffit alors d'appeler la fonction membre `Put` afin de placer dans le canal les données contenues dans la variable `Data`, déclarée précédemment dans la classe. On verra à la section suivante que le résultat du calcul de la racine carrée est effectivement placé dans la variable `Data`. Ce code tout simple permet donc de transmettre les données à un canal lorsqu'il se branche sur la sortie et ne fait rien quand un canal se débranche de cette même sortie.

4.3.2.4 Définition d'une fonction gestionnaire d'entrée

Une fonction gestionnaire d'entrée est appelée automatiquement dès que des nouvelles données deviennent disponibles pour l'entrée qu'elle gère. Tel que vu précédemment, une telle fonction ne comporte qu'un seul paramètre qui indique le canal qui contient les nouvelles données.

Dans l'exemple précédent, la fonction `OnNewData` a été enregistrée comme gestionnaire d'entrée lors de l'appel de la fonction `RegisterInput`. Le rôle de cette fonction est d'obtenir la valeur transmise, d'en calculer la racine carrée pour ensuite transmettre le résultat à la sortie. Pour ce faire, le code suivant pourrait être utilisé :

```
void CMMSqrtRoot::OnNewData(CMemtaChannel *MemtaChannelPtr)
{
    MemtaChannelPtr->Get(&Data, this, InputID);
    Data = sqrt(Data);
    SendData(GetOutputChannel(OutputID));
}
```

La première ligne de cette fonction appelle la fonction membre `Get` du canal pointé par `MemtaChannelPtr`. Cela permet de copier la valeur contenue dans le canal dans la variable `Data`. Les deux paramètres supplémentaires, `this` et `InputID`, sont nécessaires pour que le canal puisse savoir quel module est venu

chercher les données pour fin de gestion interne. La deuxième ligne permet simplement d'écraser la valeur contenue dans `Data` par sa racine carrée en appelant la fonction C standard `sqrt`. Il ne reste alors plus qu'à transmettre la nouvelle valeur calculée à la sortie mais pour ce faire, il faut connaître le canal branché sur la sortie. C'est justement le rôle que joue la fonction `GetOutputChannel` avec comme paramètre `OutputID`. Elle permet d'obtenir un pointeur au canal qui est branché sur la sortie identifiée par le descripteur `OutputID`. Dans le cas où aucun canal n'est branché sur cette sortie, la fonction `GetOutputChannel` retournera la valeur `NULL`. Il faut donc s'assurer que la fonction `GetOutputChannel` ne retourne pas la valeur `NULL` pour ensuite appeler la fonction membre `Put` du pointeur de canal retourné. C'est justement ce que fait le code de la fonction `SendData` de la section précédente et un seul appel à cette fonction suffit.

4.3.2.5 Autres possibilités

Dans les sections précédentes, un exemple simple mais complet d'un module MEMTA qui calcule la racine carrée a été présenté. L'objectif était de démontrer qu'il n'est pas très compliqué de programmer un module MEMTA pour un programmeur initié au C++. Il est évidemment possible de réaliser des modules plus complexes et des exemples de tels modules seront donnés à la section 4.4.1.

Il est possible de réaliser des modules sous Windows^{MD} en utilisant toutes les fonctionnalités spécifiques à ce système d'exploitation. Le nombre d'entrées et de sorties d'un module peut changer en cours d'exécution. On parle alors d'entrées ou de sorties dynamiques.

Des fonctions de la librairie MEMTA simplifient l'utilisation de chronomètres (*timers*) sous Windows^{MD}. D'autres fonctions permettent la sauvegarde et la restauration de certains paramètres d'un module en toute simplicité. Le programmeur n'a qu'à indiquer par une simple déclaration dans le constructeur de la classe

que la valeur d'un paramètre en particulier doit être préservée d'une séance à l'autre.

Comme il a été mentionné précédemment, chaque module peut s'exécuter ou non dans son propre processus léger (*thread*) sans que le programmeur n'ait à s'en soucier. Le module `CMMSquareRoot` développé dans cette section en est un exemple parfait. Ce module peut être exécuté ou non dans son propre processus léger et aucune ligne de code présentée dans cette section ne fait état d'une telle possibilité. Le tout est géré par la librairie MEMTA de manière complètement transparente au programmeur.

4.3.3 Canal MEMTA

Dans l'architecture MEMTA, les canaux sont utilisés pour effectuer les interconnexions entre les entrées et les sorties de différents modules. Ils reçoivent des données par l'intermédiaire d'une sortie d'un module et s'en font une copie qu'ils conservent. Ils avertissent ensuite les modules dont une entrée est connectée sur eux que de nouvelles données sont disponibles.

L'accès aux données contenues dans le canal s'effectue comme dans un sas ou une écluse, *i.e.* une seule porte est ouverte à la fois. Pendant qu'un module copie des données dans le canal, aucun autre module ne peut y accéder. Il en est de même lorsqu'un module copie les données contenues dans le canal. L'accès aux données est donc exclusif, ce qui permet d'assurer la sécurité des communications entre les modules surtout lorsqu'ils s'exécutent dans des processus légers différents. C'est à ce niveau que s'effectue la synchronisation implicite de MEMTA entre les processus légers. C'est d'ailleurs la seule manière supportée implicitement dans MEMTA pour faire circuler des données entre deux modules s'exécutant dans deux processus légers différents.

Dans MEMTA, tous les canaux sont dérivés de la classe `CMemtaChannel`. L'ac-

cès aux données contenues dans un canal s'effectue en utilisant deux fonctions membres : `Put` et `Get`, dont les prototypes sont les suivants :

```
void Put(const CMemtaData *SrcData);
void Get(CMemtaData *DestData, CMemtaModule *MemtaModulePtr,
         int InputID);
```

Le premier argument de ces deux fonctions est un pointeur à une variable de type `CMemtaData` qui est la classe de base de toutes les données MEMTA et fera l'objet de la section 4.3.5. Ce paramètre fournit simplement l'adresse de la variable dans laquelle ou de laquelle les données du canal doivent être copiées. Ces fonctions doivent être appelées dans le code source des modules. La fonction `Put` copie les données du module vers le canal tandis que la fonction `Get` copie les données du canal vers le module.

Les paramètres `MemtaModulePtr` et `InputID` de la fonction `Get` permettent aux modules de s'identifier au canal afin que ce dernier sache quel module est venu chercher les nouvelles données et l'avertisse à nouveau dès que d'autres données deviendront disponibles. Si un module ne vient pas chercher les données après avoir été averti ou s'il ne s'identifie pas correctement, il ne sera pas averti par le canal lors de l'arrivée de nouvelles données. Les canaux procèdent de cette manière afin d'éviter d'inonder un module de messages indiquant que des nouvelles données sont disponibles.

Le principe d'un canal est de contenir l'information transmise par une sortie jusqu'à ce que tous les modules, dont une entrée est connectée à celui-ci, aient accédé à cette information. Il existe différents besoins selon l'utilisation qui sera faite de cette information par les différents modules. Deux types de canaux standards ont donc été définis dans la librairie MEMTA : des canaux simples appelés *MCSimple* et des canaux tampons appelés *MCBuffered*. Les canaux simples ne

contiennent à chaque instant que la copie la plus récente des données qui ont circulé dans le canal. Tout appel à la fonction **Put** écrase les données qui étaient préalablement dans le canal et tout appel à la fonction **Get** retourne les données les plus récentes que le canal a reçues. Contrairement aux canaux simples, les canaux tampons n'écrasent jamais de données. Ils agissent comme une mémoire FIFO (*First In First Out*). Tout appel à la fonction **Put** ajoute des données dans le canal et tout appel à la fonction **Get** retourne les données les plus anciennes contenues dans le canal.

Le choix du type de canal dépend de l'application. Dans le cas où l'information doit circuler entre des modules sans risque de perdre de l'information, l'utilisation d'un canal tampon s'impose. Cela permet à un module de prendre du retard à un moment donné dans le traitement de l'information et de pouvoir rattraper ce retard subséquemment. Dans le cas où le traitement de données qu'effectue un module nécessite toujours l'information la plus récente, l'utilisation d'un canal simple est alors préférable. Par exemple, si on conçoit un module qui reçoit les trames d'une animation qu'il doit afficher à une certaine cadence, il est préférable que ce module affiche toujours la trame la plus récente afin de maintenir la cadence exigée au lieu de prendre du retard.

Bien que deux types de canaux standards aient été définis, il est également possible d'en définir de nouveaux selon les besoins. Pour ce faire, il s'agit, un peu comme pour les modules, de définir une classe dérivée de la classe abstraite **CMentaChannel**. On doit obligatoirement définir quatre fonctions de cette classe. Une fonction pour indiquer si des données sont disponibles dans le canal, une autre pour placer des données dans le canal, une autre pour lire des données dans le canal et une dernière pour réinitialiser le canal. Cette classe doit être compilée dans une *DLL*. L'explication en détail de cette procédure dépasse largement le cadre de ce chapitre et les deux types de canaux standards ont suffi et devraient suffire pour

la très grande majorité des applications.

4.3.4 Environnement de développement MEMTA

Comme on l'a vu précédemment, une application MEMTA est composée de plusieurs modules dont les entrées et les sorties doivent être interconnectées de manière cohérente par l'intermédiaire de canaux. Afin de décrire les modules qui doivent être démarrés pour une application donnée ainsi que les connexions qui doivent être réalisées entre leurs entrées et leurs sorties, un langage spécifique à MEMTA a été inventé. Un environnement de développement appelé *MEMTADE* (*MEMTA Developer's Environment*) a été réalisé dans le but de faciliter la réalisation de programmes MEMTA. Il comporte un éditeur de texte pour écrire ou modifier des programmes MEMTA et est capable d'interpréter et d'exécuter ces mêmes programmes. MEMTADE est un programme multi-documents, *i.e.* il permet d'éditer et d'exécuter plusieurs programmes MEMTA simultanément.

Le langage MEMTA utilise quatre commandes principales : **DLLPATH**, **MODULE**, **CHANNEL** et **CONNECT**. C'est un langage orienté ligne, *i.e.* chaque commande commence au début d'une ligne et se termine à la fin de celle-ci. Il est interprété de haut en bas et il n'y a pas d'ordre spécifique pour l'utilisation des commandes à part le fait que tout objet doit être déclaré avant d'être utilisé. Ces quatre commandes principales sont expliquées plus en détail dans les sections suivantes.

4.3.4.1 Commande DLLPATH

Comme les modules et les canaux sont contenus dans des *DLL* qui doivent être chargées en mémoire par l'environnement de développement MEMTADE lorsque nécessaire, la commande **DLLPATH** sert simplement à indiquer le ou les répertoires qui contiennent les *DLL* des modules et des canaux qui seront utilisés plus loin dans le programme. Le nom de cette commande doit être suivi du nom de chaque

répertoire, qui contient une ou plusieurs *DLL*, séparé par un point virgule. Par exemple, si les *DLL* des modules et celles des canaux sont contenues respectivement dans les répertoires `C:\Memta\DLLModules` et `C:\Memta\DLLChannels`, il faudra inclure la commande suivante dans le fichier avant toute autre commande qui nécessite l'usage d'une *DLL* située dans un de ces deux répertoires :

```
DLLPATH C:\Memta\DLLModules ; C:\Memta\DLLChannels
```

4.3.4.2 Commande MODULE

Une application MEMTA typique utilise plusieurs modules qui doivent être déclarés en utilisant la commande `MODULE`. Cette commande doit être appelée pour chaque instance d'un module et nécessite deux arguments. Le premier est le nom qu'on désire donner à cette instance du module et le second est le nom de la *DLL* qui contient le type de module qu'on désire utiliser. Par exemple, pour démarrer une instance appelée `MonPremierModule` du module déclarée dans la *DLL* `MonTypeDeModule.dll`, la ligne suivante serait nécessaire :

```
MODULE MonPremierModule MonTypeDeModule.dll
```

Il est possible de démarrer plusieurs instances d'un même type de modules. Il n'est cependant pas possible de déclarer plusieurs modules possédant le même nom. Toute instance d'un module doit posséder un nom unique afin de pouvoir la désigner de manière non équivoque plus tard.

Par défaut, chaque module est démarré dans son propre processus léger. Il est cependant possible de faire exécuter deux modules dans le même processus léger en les regroupant en utilisant les commandes `BEGIN_THREAD` et `END_THREAD`. La commande `BEGIN_THREAD` indique que tous les modules déclarés jusqu'à la prochaine commande `END_THREAD` doivent être démarrés dans le même processus léger.

Le code suivant démarre deux modules dans le même processus léger :

```
BEGIN_THREAD
MODULE MonPremierModule MonTypeDeModule.dll
MODULE MonDeuxiemeModule MonTypeDeModule.dll
END_THREAD
```

tandis que le code suivant les démarre dans deux processus légers différents :

```
BEGIN_THREAD
MODULE MonPremierModule MonTypeDeModule.dll
END_THREAD
BEGIN_THREAD
MODULE MonDeuxiemeModule MonTypeDeModule.dll
END_THREAD
```

qui est parfaitement équivalent à :

```
MODULE MonPremierModule MonTypeDeModule.dll
MODULE MonDeuxiemeModule MonTypeDeModule.dll
```

puisque par défaut les modules sont démarrés dans des processus légers différents.

4.3.4.3 Commande CHANNEL

Toute application MEMTA peut utiliser différents types de canaux et doit définir un symbole pour représenter chacun des types de canaux qu'elle entend utiliser à l'aide de la commande **CHANNEL** qui comporte deux paramètres. Le premier est une chaîne de caractères qui sera utilisée comme symbole pour représenter le type de canal contenu dans la *DLL* dont le nom constitue le deuxième paramètre.

Si la *DLL* `MonTypeDeCanal.dll` contient un type de canal, les lignes de code suivantes sont valides pour définir les symboles `->` et `MonCanal` qui pourront ensuite être utilisés pour désigner ce type de canal.

```
CHANNEL -> MonTypeDeCanal.dll
CHANNEL MonCanal MonTypeDeCanal.dll
```

On peut remarquer par l'exemple précédent qu'on peut définir plusieurs symboles pour désigner un même type de canal. Les types de canaux standards correspondant aux canaux simples et tampons sont définis dans les fichiers `MCSimple.dll` et `MCBuffered.dll` respectivement. On peut, par exemple, désigner ces types de canaux par les symboles `----->` et `-[B]->` en utilisant les deux lignes de code suivantes :

```
CHANNEL -----> MCSimple.dll
CHANNEL -[B]-> MCBuffered.dll
```

4.3.4.4 Commande CONNECT

Les commandes précédentes permettent de déclarer des répertoires, des modules MEMTA et des canaux MEMTA. Il ne manque plus qu'une commande afin de connecter les entrées et les sorties de ces modules par l'intermédiaire de canaux. C'est le rôle de la fonction `CONNECT`. Elle permet de connecter une sortie d'un module à une ou plusieurs entrées d'autres modules en spécifiant le type de canal à utiliser et comporte au moins trois arguments. Le premier spécifie le nom de la sortie qu'on désire connecter, le deuxième le type de canal à utiliser et les paramètres suivants indiquent le ou les noms des entrées auxquelles cette sortie doit être raccordée.

Le nom d'une entrée et d'une sortie est spécifié en deux parties séparées par un point. La première partie indique le nom du module tel que déclaré à l'aide de la

commande **MODULE**, alors que la seconde partie indique le nom de l'entrée ou de la sortie, tel que déclaré à l'aide des fonctions **RegisterInput** et **RegisterOutput**, respectivement, dans le constructeur du module. Par exemple, si on veut connecter la sortie appelée **Reponse** du module appelé **RacineCarree** aux entrées **Data** du module appelé **Afficheur** et **Donnee1** du module **Sauvegarde**, en utilisant un canal de type **MCSimple** pour lequel le symbole **->** a été défini, la commande serait la suivante :

```
CONNECT RacineCarree.Reponse -> Afficheur.Data Sauvegarde.Donnee1
```

en supposant que les modules **RacineCarree**, **Afficheur** et **Sauvegarde** et le canal **->** aient été préalablement définis à l'aide des commandes **MODULE** et **CHANNEL**. On suppose également que le constructeur du module **RacineCarree** contient un appel approprié à la fonction **RegisterOutput** et les modules **Afficheur** et **Sauvegarde**, un appel approprié à la fonction **RegisterInput**.

4.3.4.5 Exemple d'un programme MEMTA

Terminons par l'exemple d'une application MEMTA qui permet d'afficher les nombres premiers. Cette application peut être réalisée en utilisant deux modules. Un premier module se charge de trouver tous les nombres premiers et de les transmettre par sa sortie appelée **NombrePremier**. Ce module est contenu dans la librairie appelée **Premier.dll**. Le deuxième module affiche les nombres qu'il reçoit par son entrée appelée **Nombre**. La librairie **Afficheur.dll** contient ce module. Afin de ne pas perdre de nombres premiers lors du transfert d'un module à l'autre, il est essentiel d'utiliser un canal de type tampon contenu dans la librairie MEMTA standard **MCBuffered.dll**. Le code MEMTA de cette application est le suivant :

```

%
% Définition des répertoires contenant les DLL des modules et des
% canaux
%
DLLPATH C:\Memta\DLLModules ; C:\Memta\DLLChannels

%
% Déclarations des instances des modules
%
MODULE GenerateurDeNbPremier Premier.dll
MODULE Afficheur Afficheur.dll

%
% Déclarations des types de canaux utilisés
%
CHANNEL -[]-> MCBuffered.dll

%
% Déclarations des connexions à réaliser
%
CONNECT GenerateurDeNbPremier.NombrePremier -[]-> Afficheur.Nombre

```

Le caractère % indique que tout ce qui le suit jusqu'à la fin de la ligne constitue un commentaire et ne doit pas être considéré par MEMTA. Ce symbole peut être utilisé au début ou au milieu d'une ligne.

4.3.5 Types de données MEMTA

Dans l'architecture MEMTA, les données sont échangées entre les modules par l'intermédiaire de canaux reliant leurs entrées et leurs sorties. Afin d'assurer le bon fonctionnement de MEMTA, ces données ne peuvent pas être de n'importe quel type C++. Elles doivent être dérivées de la classe abstraite `CMemtaData`. Cette classe contient les mécanismes nécessaires pour que les canaux puissent gérer correctement les données. Afin de faciliter la tâche du programmeur, plusieurs types de données MEMTA correspondant aux types de données standards en C++ ont

Tableau 4.1 Types de données MEMTA standards.

Type de données MEMTA	Équivalent en C++
CMD_int	int
CMD_char	char
CMD_float	float
CMD_double	double
CMD_string	std::string
CMD_vector_int	std::vector<int>
CMD_vector_char	std::vector<char>
CMD_vector_float	std::vector<float>
CMD_vector_double	std::vector<double>
CMD_vector	std::vector<double>
CMD_complex_int	std::complex<int>
CMD_complex_char	std::complex<char>
CMD_complex_float	std::complex<float>
CMD_complex_double	std::complex<double>
CMD_complex	std::complex<double>
CMD_vector_complex	std::vector<std::complex<double>>

été définis dans la librairie standard de MEMTA. Ils sont énumérés au tableau 4.1 avec leur équivalent en C++.

Ces types de données sont des classes C++ qui doivent être utilisées au lieu de leurs équivalents C++ pour toutes les données qui doivent être transférées d'un module à un autre par l'intermédiaire d'une entrée ou d'une sortie. Bien que ces types de données puissent également être utilisés pour les variables internes d'un module MEMTA, il n'est aucunement obligatoire de le faire. Ces variables internes doivent simplement obéir aux règles du C++.

Bien que les types de variables définis au tableau 4.1 soient suffisants pour la majorité des applications, le programmeur peut en définir de nouveaux selon ses besoins. Pour ce faire, il suffit de déclarer une classe dérivée de la classe abstraite `CMemtaData` et de redéfinir les fonctions purement virtuelles qu'elle contient. L'explication en détail de cette procédure dépasse cependant le cadre de ce chapitre.

4.4 Résultats

Au cours des travaux décrits dans cette thèse, plusieurs applications ont été nécessaires. L'utilisation de l'architecture MEMTA a grandement simplifié le développement de ces applications et favorisé la réutilisation du même code dans des contextes différents. La prochaine section présente une liste des principaux modules qui ont été réalisés tandis que la suivante montre différents exemples de configuration de ces modules qui ont été utilisés pour réaliser certains des travaux décrits dans cette thèse.

4.4.1 Modules MEMTA réalisés

Complex2Real : module qui, à partir d'un vecteur de nombres complexes, calcule quatre vecteurs : amplitude, phase, partie réelle et partie imaginaire.

ComplexMAP : module qui permet de calculer un vecteur de conductivités complexes qui correspondent aux conductivités des triangles d'un maillage d'éléments finis. Ce calcul utilise la méthode du Maximum *a posteriori* (MAP) qui sera décrite au chapitre 5.

Decimator : module qui décime les données selon un facteur de décimation n qui peut être modifié. Ce module ne conserve donc qu'une donnée sur n et élimine les autres.

Integrator : module qui calcule l'intégrale du signal qu'il reçoit.

MAPReconstruction : module pour calculer le vecteur de conductivités réelles qui correspondent aux triangles d'un maillage. Il utilise la méthode MAP qui sera décrite au chapitre 5.

MatlabReader : module qui permet de lire les fichiers Matlab^{MD} pour les transmettre ensuite à d'autres modules à une cadence programmable.

MatlabSaver : module qui permet de sauvegarder les données qu'il reçoit en format Matlab^{MD}.

MeshViewer : module qui permet d'afficher les images de TIE à partir d'un maillage d'éléments finis et d'un vecteur dont les valeurs correspondent aux conductivités des éléments de ce maillage. Ce module calcule également la conductivité moyenne d'une ou de plusieurs régions d'intérêt sélectionnées par l'utilisateur.

Oscilloscope : module pour afficher des signaux. Il comporte quatre entrées qui permettent d'afficher quatre signaux distincts avec des contrôles similaires à ceux qu'on retrouve sur un vrai oscilloscope.

Spirometer : module qui permet de contrôler un spiromètre par le port sériel d'un PC et de recueillir ses données. Ce spiromètre sera utilisé lors des expériences du chapitre 6.

SwitchBox : module sur lequel on peut brancher des entrées et des sorties d'autres modules MEMTA afin d'effectuer des connexions dynamiques, *i.e.* des connexions que l'utilisateur peut modifier à sa guise en temps réel durant l'exécution du programme.

Tie4HAL : module qui permet de contrôler l'appareil de TIE décrit au chapitre 2 et d'obtenir les mesures de TIE.

Zanalyser : module qui permet de contrôler un analyseur d'impédance HP 4192A par son port GPIB et d'obtenir les mesures d'impédance.

4.4.2 Exemples d'application MEMTA

Plusieurs applications MEMTA ont été utilisées pour effectuer les travaux décrits dans cette thèse. Elles ont toutes été réalisées avec les modules décrits à la

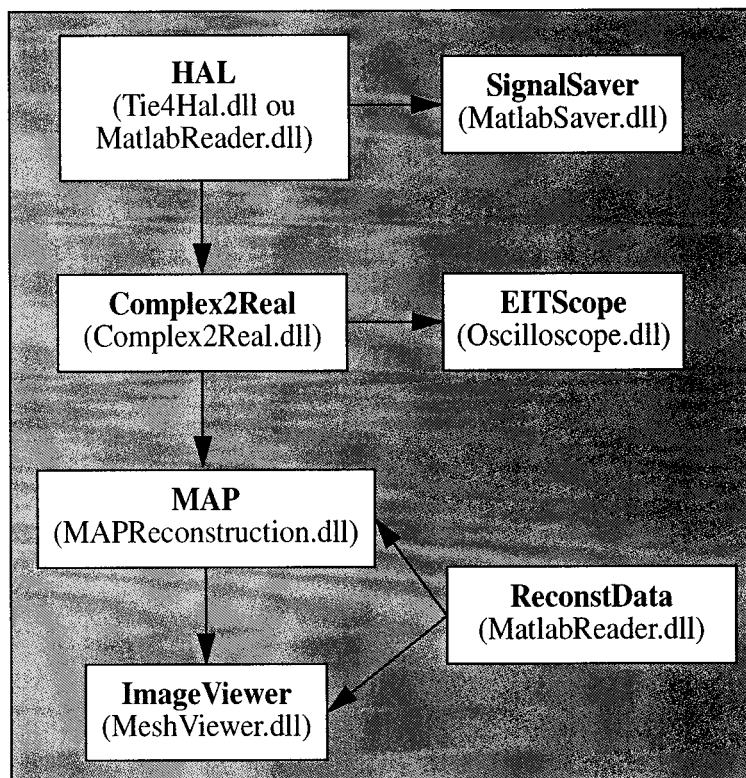


Figure 4.2 Représentation schématique du programme MEMTA pour la configuration de base.

section précédente. Pour passer d'une application à l'autre, il suffisait d'écrire un programme MEMTA relativement court. Les quatre applications les plus utilisées sont décrites dans les sections suivantes.

4.4.2.1 Configuration de base

La figure 4.2 représente de manière schématique une configuration de base pour utiliser le système de TIE. Chaque rectangle représente un module et les flèches indiquent la direction des échanges d'information entre les modules. Le nom de chaque module est indiqué en caractères gras alors que la *DLL* qui contient ce type de module est indiquée entre parenthèses.

Cette configuration de base est constituée de sept modules. Le module **HAL** (*Hardware Abstraction Layer*) permet de contrôler l'appareil de TIE et transmet les données qu'il reçoit aux modules **SignalSaver** et **Complex2Real**. Le module **SignalSaver** permet de les sauvegarder en format Matlab^{MD} alors que le module **Complex2Real** convertit les données complexes qu'il reçoit en quatre signaux réels : l'amplitude, la phase, la partie réelle et la partie imaginaire. Ces quatre signaux sont transmis au module **EITScope** pour fin d'affichage. L'amplitude du signal est également transmise au module **MAP**. Comme on le verra au chapitre 5, la méthode MAP permet la reconstruction d'images de TIE. Pour ce faire, elle effectue une multiplication matricielle entre le signal reçu et une matrice de reconstruction qu'elle reçoit du module **ReconstData** qui la lit d'un fichier Matlab^{MD}. Cette multiplication matricielle produit un vecteur de conductivités qui correspondent aux conductivités des éléments d'un maillage composé de triangles. Ce vecteur de conductivités est transmis au module **ImageViewer**. Ce module reçoit également du module **ReconstData**, la description du maillage formé d'éléments triangulaires. À partir de cette information, il peut afficher une image de TIE.

On peut noter dans cette configuration que le module **HAL** peut être réalisé en utilisant les fichiers Tie4Hal.dll ou MatlabReader.dll. Le premier est utilisé lorsqu'on veut se servir de données provenant en temps réel de l'appareil de TIE alors que le second est utilisé lorsqu'on veut faire rejouer des signaux qui ont été préalablement sauvegardés par le module **SignalSaver**. Le code source MEMTA qui réalise cette configuration est donné à l'annexe I.

4.4.2.2 Comparaison de deux algorithmes de reconstruction

La figure 4.3 présente une configuration MEMTA qui est utilisée pour comparer deux algorithmes de reconstruction en temps réel. Tout comme dans la configuration de base, il est possible d'utiliser les fichiers Tie4Hal.dll ou MatlabReader.dll

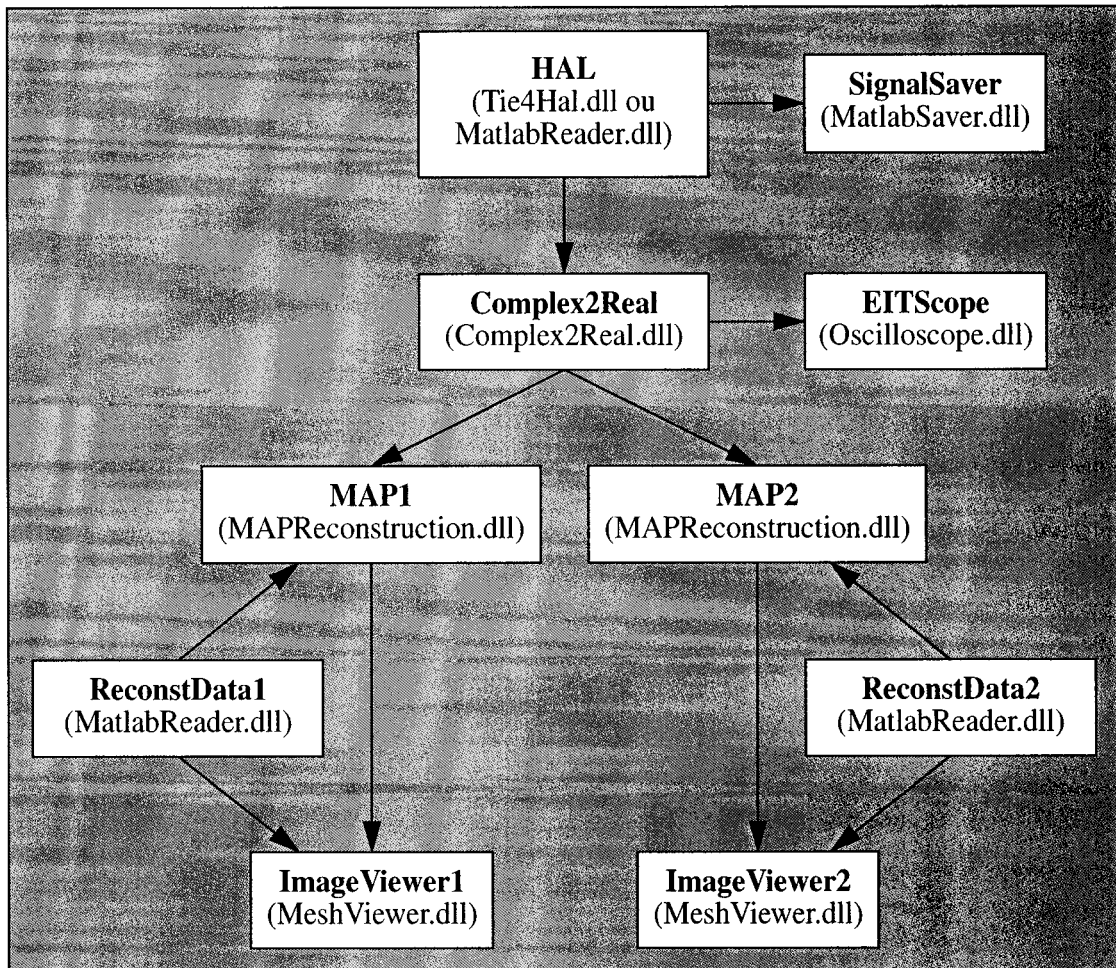


Figure 4.3 Représentation schématique du programme MEMTA pour comparer deux algorithmes de reconstruction.

pour agir comme module **HAL** qui transmet des données de TIE. Ces données parviennent jusqu'aux modules **SignalSaver** et **Complex2Real** qui accomplissent les mêmes rôles que dans la configuration de base. L'amplitude, la phase, la partie réelle et la partie imaginaire produites par **Complex2Real** sont envoyées au module **EITScope** pour fin d'affichage. La partie réelle du signal est envoyée simultanément à deux modules de reconstruction d'images de TIE : **MAP1** et **MAP2**. Ces modules utilisent leurs propres matrices de reconstruction transmises par **ReconstData1** et **ReconstData2** respectivement. Ils transmettent leur vecteur de conductivités aux modules **ImageViewer1** et **ImageViewer2** respectivement qui, eux-mêmes, reçoivent des maillages différents des modules **ReconstData1** et **ReconstData2** respectivement. Le code source MEMTA qui réalise cette configuration est donné à l'annexe II.

4.4.2.3 Reconstruction d'images de conductivités complexes

Contrairement aux deux configurations précédentes qui permettent de reconstruire des images de conductivités réelles, la configuration de la figure 4.4 permet de reconstruire des images de conductivités complexes. Le module **HAL** transmet les données de TIE au module **EITScope** par l'intermédiaire du module **Complex2Real1** qui permet d'extraire les signaux d'amplitude, de phase, de partie réelle et de partie imaginaire. Les données de TIE sont également transmises directement au module **ComplexMAP** qui les multiplie par une matrice de reconstruction qui lui est transmise par le module **ReconstData**. Le vecteur de conductivités complexes retourné par **ComplexMAP** est transmis au module **Complex2Real2** qui en extrait l'amplitude, la phase, la partie réelle et la partie imaginaire qui sont à leur tour transmises aux modules **ModuleViewer**, **PhaseViewer**, **RealViewer** et **ImagViewer** respectivement pour fin d'affichage des images de TIE. Cette configuration permet donc de reconstruire une image

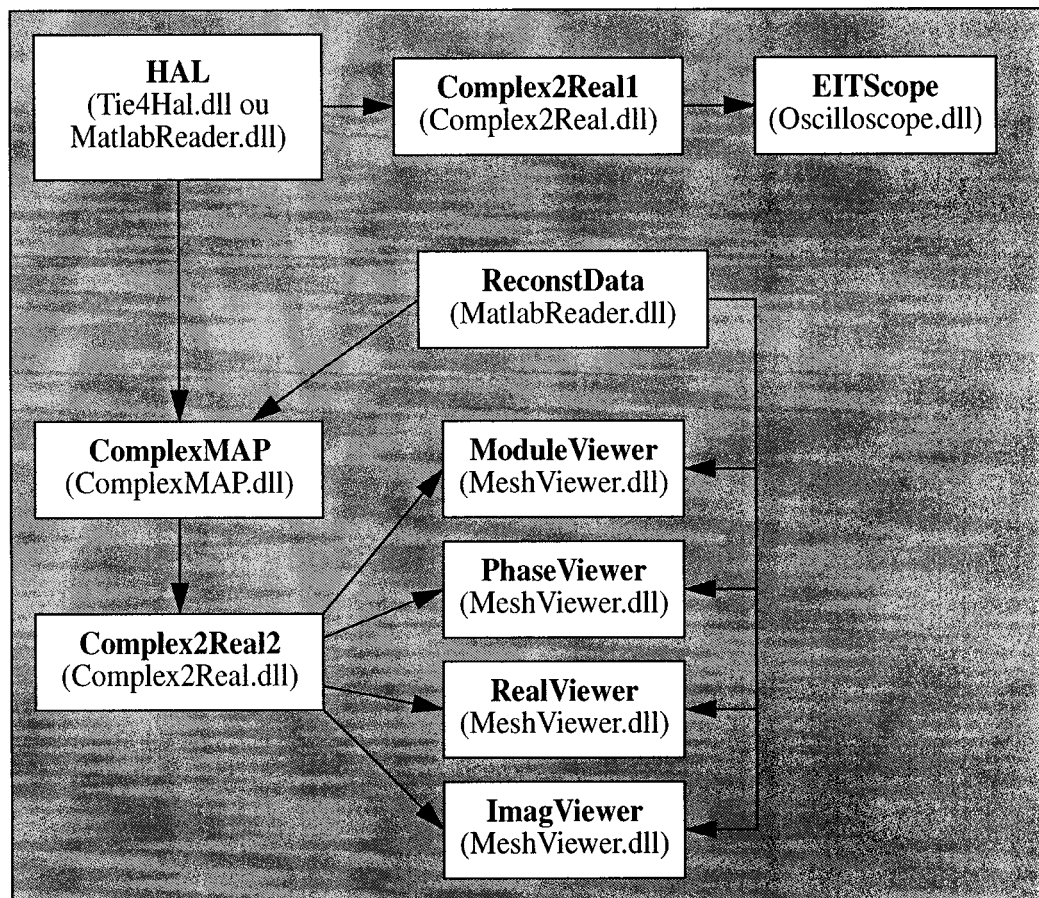


Figure 4.4 Représentation schématique du programme MEMTA pour la reconstruction d'images de conductivités complexes.

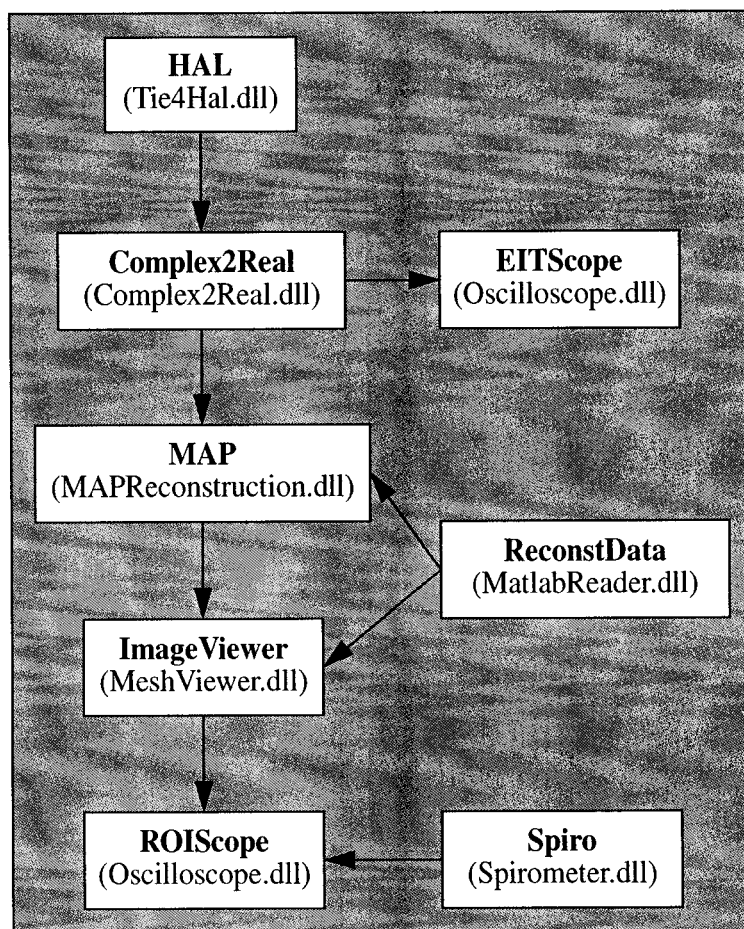


Figure 4.5 Représentation schématique du programme MEMTA pour comparer le système de TIE à un spiromètre.

d'amplitude, de phase, de la partie réelle et de la partie imaginaire simultanément et en temps réel. Le programme MEMTA correspondant à cette configuration est donné à l'annexe III.

4.4.2.4 Comparaison du système de TIE à un spiromètre

La figure 4.5 présente une configuration MEMTA qui permet de comparer le signal obtenu d'un spiromètre aux données obtenues par le système de TIE. Cette

configuration fonctionne comme la configuration de base mais utilise deux modules supplémentaires. Le module **Spiro** permet de contrôler un spiromètre indépendamment du système de TIE. Les données reçues du spiromètre sont transmises au module **ROIScope** qui les affiche. Le module **ROIScope** reçoit également du module **ImageViewer** la conductivité moyenne de l'image de TIE. On peut donc observer simultanément sur un oscilloscope la conductivité moyenne du thorax telle qu'observée par TIE et le volume d'air expiré tel que mesuré par le spiromètre. Cette configuration a été utilisée pour une des expériences du chapitre 6 et le code source MEMTA correspondant est présenté à l'annexe IV.

4.5 Conclusion

L'architecture MEMTA est une architecture modulaire très puissante qui permet d'écrire des modules génériques qui peuvent être réutilisés au gré du programmeur. Ce dernier n'a qu'à modifier un programme de quelques dizaines de lignes de code pour réaliser une nouvelle configuration qui pourra répondre à ses besoins spécifiques.

Parmi les modules réalisés aux cours des travaux décrits dans cette thèse, le module Oscilloscope permet de visualiser n'importe quel type de signal, le module MatlabSaver permet de sauvegarder n'importe quelles données MEMTA en format Matlab^{MD} et ces données peuvent être récupérées par le module MatlabReader et être transmises à d'autres modules.

Bien que dans cette thèse, MEMTA n'ait été utilisé que pour des fins reliées à la TIE, cela ne constitue pas une limitation de MEMTA. Cette architecture de programmation peut être utilisée pour n'importe quelle application qui effectue du traitement d'image ou de signal. Elle a d'ailleurs été utilisée avec succès par Khaled Maalouf (2001) dans le cadre de sa maîtrise qui porte sur la tomographie par courants de Foucault. Il n'a eu qu'à écrire un module qui permettait de contrôler

son propre système de tomographie par courants de Foucault et il a pu utiliser tous les autres modules MEMTA pour visualiser ses signaux, les sauvegarder, etc.

Cette architecture est facilement expansible. Lorsqu'un nouveau système de TIE est développé, il suffit de remplacer le module qui contrôlait l'ancien système par un nouveau et tous les autres modules pourront interagir avec celui-ci sans le moindre problème. Un programmeur pourrait réaliser, par exemple, un module qui calcule la transformée de Fourier d'un signal. Ce module pourrait alors être branché à n'importe quels autres modules simplement en modifiant un programme MEMTA de quelques dizaines de lignes. Il serait alors possible de calculer la transformée de Fourier du signal de TIE ou des vecteurs de conductivité en utilisant le même module.

Pour ce qui est des améliorations qui devraient être apportées à MEMTA, la plus importante concerne MEMTADE qui permet de réaliser les interconnexions entre les différents modules. Présentement, il faut écrire un programme texte pour les réaliser, mais il serait bien de pouvoir effectuer ces connexions graphiquement et de pouvoir les modifier durant l'exécution du programme. L'utilisateur disposerait alors d'un outil pour choisir les modules MEMTA qui seraient représentés par des icônes. L'icône d'un module pourrait alors être sélectionné avec la souris, déplacé vers un canevas et relâché à l'emplacement désiré. Une connexion pourrait alors se faire en appuyant sur le bouton de la souris au-dessus de l'icône représentant un module puis en le relâchant au-dessus de l'autre module sur lequel la connexion se termine.

CHAPITRE 5

RECONSTRUCTION D'IMAGES

On appelle *reconstruction d'images*, le processus qui consiste à convertir les mesures de potentiel effectuées à l'aide d'un appareil de TIE en images représentant la distribution de conductivité. Il existe pratiquement autant d'algorithmes de reconstruction différents que de laboratoires de recherche dans le monde qui s'intéressent à la TIE. Bien que des comparaisons entre ces algorithmes aient été réalisées, il est difficile de proclamer la supériorité absolue d'un seul sur tous les autres. Certains se comportent très bien dans certaines circonstances mais très mal dans d'autres, tandis que d'autres algorithmes produisent toujours des résultats de qualité moyenne. Certains algorithmes sont très rapides mais fournissent des images dont la résolution est très faible, alors que d'autres font tout le contraire. Le choix du plus approprié dépend donc grandement de l'application visée.

Ce chapitre est divisé en quatre sections. La première consiste en une revue de littérature sur les algorithmes de reconstruction. La deuxième explique le fonctionnement des deux algorithmes faisant l'objet de cette thèse. La troisième présente des images obtenues par ces deux algorithmes et le tout se termine par une conclusion.

5.1 Revue de la littérature

Certains auteurs (Yorkey *et al.*, 1987b; Webster, 1990; Morucci et Marsili, 1996) ont réalisé des revues de littérature sur les algorithmes de reconstruction. Comme le soulignent Morucci et Marsili (1996), ces articles sont loin de représenter une revue exhaustive de tous les algorithmes de reconstruction publiés dans la littérature. Leurs auteurs tentent plutôt de diviser les algorithmes en classes et de mettre en

évidence les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

Il y a trois critères utilisés dans la littérature pour classer les algorithmes de reconstruction : le type d'images produites, la méthode utilisée pour résoudre le problème direct et celle utilisée pour résoudre le problème inverse. Dans la littérature, il existe quatre types d'images qui peuvent être reconstruites, quatre méthodes pour résoudre le problème direct et une dizaine de classes d'algorithmes pour résoudre le problème inverse. Dans les sections suivantes, les types d'images de TIE seront décrits, les problèmes direct et inverse seront définis et les différentes méthodes pour résoudre ces deux problèmes seront exposées.

5.1.1 Types d'images de TIE

On peut classer les types d'images de TIE en quatre catégories : statiques, dynamiques, quasi statiques et paramétriques. Le choix du type d'images qu'on désire reconstruire dépend de l'application visée.

Les *images statiques* de TIE représentent directement la distribution de conductivité du milieu. Bien qu'elles soient très intéressantes pour observer les structures du corps humain qui présentent un contraste de conductivité, ces images sont très difficiles à obtenir. Les algorithmes utilisés sont très sensibles aux nombreuses sources d'erreurs présentes en TIE.

Les *images dynamiques* représentent les variations de conductivité entre deux instants. Ce type d'images est donc utile pour observer les structures du corps humain dont la conductivité change dans le temps. On peut, par exemple, choisir comme référence le moment où le patient a pleinement expiré l'air de ses poumons. Les images dynamiques obtenues par la suite montreront les changements de conductivité par rapport à la pleine expiration. Ces images sont produites en effectuant la différence entre deux séries de mesures réalisées à deux instants différents. Comme ces mesures sont effectuées avec le même appareil, elles sont influencées

grosso modo par les mêmes sources d'erreurs. L'effet de ces dernières a donc tendance à s'annuler dans les images dynamiques qui sont ainsi beaucoup moins sensibles aux sources d'erreurs que les images statiques. Par contre, on ne peut observer que les structures dont la conductivité change dans le temps.

Les *images quasi statiques* montrent les différences de conductivité à deux fréquences. Une série de mesures est acquise à la fréquence f_1 et une autre à la fréquence f_2 . La différence entre ces mesures est ensuite utilisée pour reconstruire une image. La valeur d'un pixel représente donc la différence de conductivité aux fréquences f_1 et f_2 . Ce type d'images est utile pour étudier les structures dont la conductivité ne varie pas dans le temps mais plutôt en fonction de la fréquence. Tout comme pour les images dynamiques, ce type d'images est peu sensible aux sources d'erreurs présentes en TIE à cause de son caractère différentiel.

Les *images paramétriques* reposent sur le fait que l'impédance des tissus biologiques varie en fonction de la fréquence. Il est possible de décrire cette relation en utilisant certains modèles mathématiques comportant un nombre limité de paramètres. La très grande majorité des modèles décrits dans la littérature sont basés sur le modèle présenté par Cole (1940). Ils incluent des paramètres comme σ_0 , σ_∞ et f_c qui correspondent respectivement à la conductivité à basse fréquence, la conductivité à haute fréquence et la fréquence caractéristique. Une image paramétrique est reconstruite pour chacun des paramètres du modèle. Comme chaque type de tissus possède des valeurs spécifiques pour chacun des paramètres, il est alors possible de les identifier. Pour obtenir de telles images, il faut effectuer des mesures de TIE à au moins autant de fréquences différentes qu'il y a de paramètres à estimer. Idéalement, ces mesures doivent être réalisées simultanément. Il n'est pas facile de concevoir un système qui peut effectuer de telles mesures rapidement et précisément. De plus, ce type d'images est très sensible aux différentes sources d'erreurs présentes en TIE.

Bien qu’aucune mention n’en soit faite dans la littérature, on pourrait également imaginer un cinquième type d’images qu’on pourrait appeler *images paramétriques dynamiques*. Cette forme d’imagerie permettrait de combiner les avantages des méthodes paramétriques et dynamiques. Elle utiliserait le même type de modèle que l’imagerie paramétrique mais représenterait les variations des paramètres de ce modèle entre deux instants. Cette méthode permettrait de visualiser des structures du corps humain dont les paramètres varient en fonction du temps tout en étant robuste aux différentes sources d’erreurs à la manière de l’imagerie dynamique.

5.1.2 Définition des problèmes direct et inverse

En TIE, on définit deux types de problèmes : direct et inverse. Le problème direct consiste à calculer les potentiels mesurés à la surface du milieu (\mathbf{V}) connaissant l’intensité des courants injectés (\mathbf{I}) et la distribution de conductivité du milieu (σ). Le problème inverse consiste à calculer la distribution de conductivité du milieu (σ) connaissant l’intensité des courants injectés (\mathbf{I}) et les mesures de potentiel à la surface du milieu (\mathbf{V}).

La reconstruction d’images en TIE consiste donc à résoudre le problème inverse car elle vise à obtenir la distribution de conductivité du milieu (σ). La résolution du problème direct est cependant tout aussi importante puisqu’elle constitue une étape essentielle à la résolution du problème inverse pour la très grande majorité des algorithmes. La résolution du problème direct permet également d’obtenir des mesures de TIE simulées qui sont très utiles pour mettre au point les algorithmes de reconstruction et pour en estimer les performances.

5.1.3 Résolution du problème direct

Avant de parler de techniques de résolution du problème direct, il faut d’abord le mettre en équations. Pour ce faire, il faut utiliser les équations de Maxwell (Ramo

et al., 1984). En faisant l'hypothèse que le champ électrique est conservatif et qu'il n'y a pas de densité de charge dans le milieu, on obtient l'équation suivante (Gagnon, 1997) :

$$\nabla \cdot ((\sigma + j\omega\epsilon)\nabla V) = 0 \quad (5.1)$$

où $j = \sqrt{-1}$, V est le potentiel électrique, σ , la conductivité électrique, ϵ , la permittivité du milieu et ω , la fréquence angulaire. Cette équation doit être respectée en tout point situé à l'intérieur du domaine Ω correspondant au milieu étudié. Pour ce qui est de la frontière Γ du domaine Ω , l'équation suivante doit être respectée :

$$J_n = \sigma \nabla V \cdot \mathbf{n} \quad (5.2)$$

où \mathbf{n} représente le vecteur unitaire normal à la frontière et J_n représente la densité de courant normal. Pour résoudre le problème direct, *i.e.* calculer la distribution de potentiel V , il faut donc résoudre les équations 5.1 et 5.2 en tout point du milieu. Quatre méthodes ont été utilisées pour y parvenir : analytique, différences finies, éléments finis et éléments frontières.

La première méthode disponible est la *résolution analytique* des équations 5.1 et 5.2. Elle consiste à trouver une fonction $f(x, y)$ qui résoudrait parfaitement ces deux équations. Cette méthode n'est envisageable que pour des géométries et des distributions de conductivité très simples. Il existe, en effet, des solutions analytiques pour des milieux à géométrie circulaire mais il n'en existe pas pour des milieux plus complexes. Cette méthode est donc très limitée et son usage se limite habituellement à la vérification des trois autres méthodes de résolution du problème direct.

La deuxième méthode utilise les *différences finies*. Le milieu est subdivisé en une grille régulière de points. Le potentiel de chacun des points est calculé en approximant toutes les dérivées contenues dans les équations 5.1 et 5.2 par des différences

entre les potentiels de points successifs. Cette méthode permet de résoudre le problème direct pour des milieux beaucoup plus complexes que ceux pour lesquels la résolution analytique est applicable. Dans sa version simple, il est cependant difficile d'approximer correctement les dérivées pour les points situés près du contour, surtout lorsque ce dernier est très irrégulier. Il faut alors avoir recours à des techniques plus complexes comme les coordonnées ajustées à l'objet (*body fitted coordinates*).

La troisième méthode est la résolution par *éléments finis*. Elle consiste à subdiviser le domaine en un maillage d'éléments qui sont habituellement triangulaires. À l'intérieur d'un de ces triangles, on suppose que la conductivité est constante et que le potentiel V varie linéairement. Le potentiel à l'intérieur du domaine $V(x, y)$ est donc représenté par un assemblage tridimensionnel de plans découpés selon le contour des éléments. Le principe est le même que lorsqu'on approxime une courbe $f(x)$ par des segments de droite pour effectuer une approximation linéaire par parties, mais généralisé à deux dimensions. Cette méthode est la plus utilisée car elle permet de résoudre le problème direct pour des milieux de forme et de distribution de conductivité quelconques.

La quatrième technique de résolution est la méthode par *éléments frontières* (*boundary element method*). Elle ressemble à la méthode par éléments finis mais ne nécessite pas le calcul d'intégrales sur tout le domaine mais plutôt sur le contour du milieu et celui des discontinuités de conductivité. Les intégrales à calculer sont des intégrales de ligne plutôt que de surface. Cette méthode est donc plus rapide que la méthode par éléments finis dans le cas où la distribution de conductivité est composée de peu de régions dont la conductivité est homogène. Tout comme la méthode par éléments finis, elle est efficace pour des milieux de forme quelconque.

Toutes ces méthodes permettent d'obtenir une relation entre les mesures de potentiel effectuées à la surface (\mathbf{V}), la distribution de conductivité du milieu (σ)

et les courants injectés à la surface (\mathbf{I}). À l'exception de la méthode analytique, on obtient toujours une relation matricielle de la forme :

$$\mathbf{V} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{I}) \quad (5.3)$$

Cette relation n'est pas linéaire en $\boldsymbol{\sigma}$ et il n'existe habituellement pas de fonction inverse à la fonction $\mathbf{f}(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{I})$. Il faut donc utiliser un algorithme de résolution du problème inverse pour obtenir $\boldsymbol{\sigma}$. Certains algorithmes de résolution du problème inverse nécessitent une relation linéaire entre \mathbf{V} et $\boldsymbol{\sigma}$. On peut obtenir une telle relation en développant la relation précédente en série de Taylor autour de $(\mathbf{V}_0, \boldsymbol{\sigma}_0)$. On obtient alors :

$$(\mathbf{V} - \mathbf{V}_0) = \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\sigma}} \right]_{\boldsymbol{\sigma}=\boldsymbol{\sigma}_0} (\boldsymbol{\sigma} - \boldsymbol{\sigma}_0) \quad (5.4)$$

bien que cette relation soit linéaire, il n'est pas possible de la résoudre par inversion matricielle puisque $\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\sigma}}$ n'est généralement pas inversible.

La majorité des auteurs modélisent le problème direct à deux dimensions, mais certains utilisent un modèle tridimensionnel. Certains vont jusqu'à ajouter un certain réalisme à leur problème direct en tenant compte de la taille et de l'impédance de contact des électrodes. D'autres tiennent également compte du fait que l'impédance du milieu est complexe ou anisotrope.

5.1.4 Résolution du problème inverse

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour résoudre le problème inverse. On peut les diviser en dix catégories. Chacune des méthodes d'une catégorie ne se distingue des autres que par des modifications autour d'un même thème. Chacune des catégories est exposée brièvement dans les dix paragraphes qui suivent.

La *méthode de perturbation* (Kim *et al.*, 1983) est une méthode itérative qui

consiste à ajuster la distribution de conductivité en fonction de sa sensibilité à chacune des mesures effectuées. Cette sensibilité est obtenue en perturbant la conductivité dans une région de la distribution de conductivité et en notant l'effet produit sur chacune des mesures. Cette méthode ne converge pas toujours et le fait de manière linéaire lorsqu'elle y parvient.

La *méthode de rétroprojection* est une des plus anciennes techniques de reconstruction d'images en TIE. Elle a été proposée par Barber et Brown (1984) et s'inspire de la rétroprojection utilisée dans les images tomographiques par rayons X. C'est une technique qui permet uniquement d'obtenir des images dynamiques. Elle est très rapide mais ne se comporte pas très bien lorsqu'on utilise des patrons de courant autres que ceux produits par les paires d'électrodes adjacentes.

La *méthode par double contrainte* (Wexler *et al.*, 1985) consiste à résoudre le problème par éléments finis en utilisant d'abord les conditions frontières de courant et ensuite les conditions frontières de potentiel. Si la distribution de conductivité choisie est la bonne, les deux solutions obtenues devront être compatibles, sinon la distribution sera ajustée en fonction de l'incompatibilité entre les deux solutions. Cette méthode produit parfois des oscillations dans les images et elle nécessite la résolution de deux problèmes par éléments finis à chaque itération.

La *méthode de Gauss-Newton* (Yorkey *et al.*, 1987a) est une méthode qui consiste à minimiser une fonction coût qui est habituellement l'écart quadratique entre les mesures effectuées et les mesures prédites à l'aide d'un modèle par éléments finis. Une distribution de conductivité initiale est choisie et est corrigée à chaque itération de manière à minimiser la fonction coût. Cette méthode nécessite l'inversion d'une matrice qui est mal conditionnée et doit donc être régularisée. Plusieurs techniques de régularisation sont possibles en fonction du genre de distribution de conductivité qu'on cherche à observer. Cette méthode fournit de bonnes images mais le temps de calcul est relativement long.

La *méthode par pelages successifs* (Cheney *et al.*, 1991) consiste à obtenir la conductivité d'une couche mince située près de la surface du milieu à partir des courants injectés et des tensions mesurées. Connaissant la conductivité de cette couche, on calcule les courants et les tensions qui se propageraient jusqu'à la prochaine couche mince située vers l'intérieur et on enlève la première couche mince. On répète ce processus jusqu'à ce que la conductivité soit connue dans tout le domaine. Cette technique tend à engendrer des oscillations au centre de la distribution de conductivité.

La *méthode par recuit simulé* (Glidewell *et al.*, 1991) s'inspire d'un phénomène observé en thermodynamique lorsqu'un métal se refroidit ou se réchauffe lentement pour atteindre un état d'énergie minimale. L'écart entre les mesures de tension observées et celles prédites par éléments finis représente l'énergie du système. La distribution de conductivité du système est modifiée aléatoirement. Si l'énergie résultante est plus faible que l'énergie précédente, la nouvelle distribution est acceptée; si l'énergie est plus grande, la nouvelle distribution est acceptée selon une certaine probabilité qui est fonction de l'écart entre les deux énergies et de la température qui s'abaisse à chaque itération. Cette méthode est simple à mettre en oeuvre mais la convergence n'est pas garantie.

La *méthode par réseau neuronique* (Adler et Guardo, 1994) simule le comportement d'un système de neurones dans la nature. Chaque neurone possède plusieurs entrées qui correspondent aux différentes mesures de tension et une sortie qui correspond à la conductivité d'une région de la distribution de conductivité. Chaque entrée est pondérée par un facteur et la sortie du neurone artificiel correspond à la somme pondérée de chacune de ses entrées. La valeur de tous les facteurs de pondération est ajustée par un entraînement du réseau de neurones avec des patrons de mesures pour lesquels la distribution de conductivité est connue. Cette méthode est simple à mettre en oeuvre et facilement parallélisable, mais la qualité

des images dépend beaucoup de la pertinence des patrons d'entraînement utilisés.

La *méthode par estimateur du maximum a posteriori* (Adler, 1995) est une méthode qui utilise un modèle probabiliste. Elle consiste à rechercher la distribution de conductivité la plus probable étant donné les mesures de potentiel obtenues. En utilisant la formule de Bayes et en supposant que le bruit d'acquisition du système et la distribution de conductivité sont modélisés par des gaussiennes, cela équivaut à maximiser le produit de deux exponentielles. La méthode suppose une relation linéaire entre la distribution de conductivité et les mesures de potentiel. Ceci permet de trouver directement la distribution de conductivité sans avoir à utiliser une méthode itérative. Cette méthode est donc très rapide car, une fois tous les calculs effectués pour une géométrie donnée, on peut obtenir une image par simple multiplication matricielle.

La *méthode par algorithme génétique* (Cheng *et al.*, 1996) s'inspire de la théorie de l'évolution. Plusieurs distributions de conductivité sont choisies au hasard pour former une première génération d'individus. La performance de ces individus est évaluée en fonction de leur capacité à reproduire par éléments finis les mesures de TIE observées. Les meilleurs individus sont croisés pour engendrer une nouvelle génération dont les performances sont à nouveau évaluées pour engendrer la génération suivante et ainsi de suite. Cette méthode est simple à mettre en oeuvre, mais il est impossible de prévoir le temps nécessaire pour obtenir la solution.

La *méthode par filtre de Kalman* (Vauhkonen *et al.*, 1998a,b) est une méthode de filtrage adaptatif. Le problème de TIE est exprimé sous la forme d'équations d'état. À chaque instant, les équations d'état permettent de faire une prédiction sur la distribution de conductivité pour l'instant suivant. Lorsqu'une nouvelle série de mesures de tension est effectuée, un nouvel estimé de la distribution de conductivité est produit en effectuant une moyenne pondérée de la prédiction et de la distribution qui aurait généré de telles mesures de tension. Les facteurs de pondération utilisés

tiennent compte du niveau de confiance dans les mesures par rapport à celui dans la prédiction. Cette méthode permet de tenir compte de la dépendance temporelle entre les mesures de TIE et permet d’observer des changements de conductivité plus rapides qu’avec les autres techniques. Elle est également relativement facile à mettre en oeuvre en temps réel.

5.2 Partie théorique

Deux algorithmes de reconstruction sont décrits en détail dans cette thèse. Le premier a été initialement développé par Adler (1995), mais plusieurs améliorations lui ont été apportées dans le cadre des travaux décrits dans cette thèse. Cet algorithme reconstruit des images dynamiques de conductivité, utilise les éléments finis pour résoudre le problème direct et la technique de l’estimateur MAP (*maximum a posteriori*) pour résoudre le problème inverse. Le deuxième algorithme a été mis au point dans le cadre des travaux décrits dans cette thèse. Tout comme la première méthode, il reconstruit des images dynamiques en utilisant les éléments finis pour résoudre le problème direct. Le problème inverse est cependant résolu en utilisant une méthode par filtre de Kalman.

Dans les images de TIE, on peut définir deux types de corrélation : spatiale et temporelle. La corrélation spatiale implique que deux pixels voisins dans une image donnée devraient avoir une conductivité très proche l’un de l’autre. La corrélation temporelle implique, pour sa part, que la conductivité d’un pixel donné ne devrait pas être très différente dans deux images successives. Bien que les deux méthodes proposées tiennent compte de la corrélation spatiale, seule celle par filtre de Kalman prend également en considération la corrélation temporelle. Pour ce qui est du temps d’exécution, la méthode par estimateur MAP est toutefois avantageuse.

Les quatre sections suivantes expliquent le fonctionnement de ces deux algorithmes. La première section décrit la mise en équations du problème direct qui

sera utilisée pour les deux méthodes. La deuxième explique la méthode par estimateur MAP telle que développée par Adler (1995). La troisième fait état des améliorations qui lui ont été apportées et la dernière explique la nouvelle méthode par filtre de Kalman.

5.2.1 Mise en équations du problème direct

Le problème direct consiste à calculer les potentiels mesurés aux électrodes à partir des courants injectés et de la distribution de conductivité du milieu. Sa mise en équations implique l'utilisation des équations de Maxwell et quelques hypothèses simplificatrices qui permettent d'obtenir les équations 5.1 et 5.2 qui doivent être résolues simultanément sur le domaine et sa frontière (Gagnon, 1997). Les deux algorithmes de reconstruction présentés dans cette thèse utilisent la méthode par éléments finis telle qu'expliquée en détail par Gagnon (1997). Le milieu est subdivisé en un maillage composé de n noeuds et de e éléments triangulaires dont la conductivité est supposée constante et la distribution de potentiel, linéaire. La relation matricielle suivante est utilisée :

$$\mathbf{Y}\mathbf{V} = \mathbf{I} \quad (5.5)$$

où \mathbf{Y} représente la matrice d'admittance de dimension $(n \times n)$, \mathbf{V} , le vecteur de potentiel électrique de longueur n et \mathbf{I} , le vecteur de courant de même longueur. Le n^{e} élément des vecteurs \mathbf{V} et \mathbf{I} représente respectivement le potentiel électrique du n^{e} noeud et l'intensité du courant appliqué au n^{e} noeud. Dans cette équation, la matrice d'admittance dépend du vecteur $\boldsymbol{\sigma}$ (de longueur e) qui représente la conductivité de chacun des éléments triangulaires du maillage. On peut donc écrire :

$$\mathbf{V} = \mathbf{Y}(\boldsymbol{\sigma})^{-1}\mathbf{I} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\sigma}) \quad (5.6)$$

Les deux méthodes présentées dans cette thèse nécessitent une relation linéaire entre les observations et les paramètres qu'on cherche à estimer. Dans ce cas-ci, les observations sont les potentiels mesurés \mathbf{V} et les paramètres à estimer sont les conductivités σ . Pour obtenir une telle relation, il suffit de développer la relation précédente en série de Taylor autour de (\mathbf{V}_0, σ_0) en ne conservant que le terme linéaire. On obtient alors :

$$(\mathbf{V} - \mathbf{V}_0) = \mathbf{f}'(\sigma)(\sigma - \sigma_0) \quad (5.7)$$

Cette relation permet d'obtenir implicitement des images dynamiques puisque le terme $(\sigma - \sigma_0)$ correspond à une variation de conductivité par rapport à σ_0 . De plus une telle méthode est très peu sensible aux erreurs de mesures car on utilise la différence entre deux séries de mesures qui sont sujettes aux mêmes sources d'erreurs additives. Afin de la rendre moins sensible aux erreurs multiplicatives, *i.e.* erreurs de gains sur les mesures, cette équation est modifiée de la manière suivante :

$$\frac{2(\mathbf{V} - \mathbf{V}_0)}{(\mathbf{V} + \mathbf{V}_0)} = \frac{\mathbf{f}'(\sigma)}{\mathbf{f}(\sigma_0)}(\sigma - \sigma_0) \quad (5.8)$$

Le terme de gauche a été divisé par la moyenne de \mathbf{V} et \mathbf{V}_0 alors que celui de droite a été divisé par $\mathbf{f}(\sigma_0)$. Ces deux quantités sont approximativement égales si on fait l'hypothèse que la différence entre σ et σ_0 est faible. La moyenne de \mathbf{V} et \mathbf{V}_0 est alors approximativement égale à \mathbf{V}_0 qui est égal à $\mathbf{f}(\sigma_0)$.

Cette relation est de la forme :

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (5.9)$$

où

$$\mathbf{z} = \frac{2(\mathbf{V} - \mathbf{V}_0)}{(\mathbf{V} + \mathbf{V}_0)} \quad (5.10)$$

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{f}'(\boldsymbol{\sigma})}{\mathbf{f}(\boldsymbol{\sigma}_0)} \quad (5.11)$$

$$\mathbf{x} = (\boldsymbol{\sigma} - \boldsymbol{\sigma}_0) \quad (5.12)$$

\mathbf{z} représente les observations effectuées avec le système de TIE à deux instants différents, \mathbf{x} représente les paramètres qu'on veut estimer pour obtenir une image dynamique et \mathbf{H} représente la matrice qui permet de convertir les paramètres à estimer en observations.

À l'aide de cette relation, la résolution du problème direct, *i.e.* trouver \mathbf{z} étant donné \mathbf{x} , devient alors une simple multiplication matricielle alors que la résolution du problème inverse consiste à déterminer \mathbf{x} à partir de \mathbf{z} . Il faut noter que la matrice \mathbf{H} n'est généralement pas inversible car elle est habituellement rectangulaire. Deux algorithmes de résolution du problème inverse seront décrits dans les sections suivantes : l'estimateur MAP et le filtre de Kalman.

5.2.2 Méthode par estimateur MAP

Le principe de la méthode par estimateur MAP est de trouver la distribution de conductivité la plus probable étant donné les mesures de potentiel qui ont été effectuées. En fait, dans le cas présent, il s'agit de trouver la variation de conductivité \mathbf{x} la plus probable étant donné les variations observées dans les mesures de tension \mathbf{z} . En termes mathématiques, on écrit :

$$\arg \max_{\mathbf{x}} [f(\mathbf{x}|\mathbf{z})] \quad (5.13)$$

où $f(\mathbf{x}|\mathbf{z})$ correspond à la fonction de densité de probabilité de \mathbf{x} étant donné \mathbf{z} . Par application de la formule de Bayes, cette équation devient :

$$\arg \max_{\mathbf{x}} \left[\frac{f(\mathbf{z}|\mathbf{x})f(\mathbf{x})}{f(\mathbf{z})} \right] \quad (5.14)$$

Puisque $f(\mathbf{z})$ ne dépend pas de \mathbf{x} , maximiser cette expression équivaut à maximiser son numérateur :

$$\arg \max_{\mathbf{x}} [f(\mathbf{z}|\mathbf{x})f(\mathbf{x})] \quad (5.15)$$

Il ne reste plus qu'à définir les distributions de probabilité pour $f(\mathbf{z}|\mathbf{x})$ et $f(\mathbf{x})$. La première peut être obtenue en ajoutant à l'équation 5.9 un terme représentant le bruit de mesure \mathbf{b} .

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (5.16)$$

Le terme \mathbf{b} représente un bruit gaussien de moyenne nulle et de covariance $\mathbf{\Gamma}_b$. De cette relation, on peut déduire que :

$$f(\mathbf{z}|\mathbf{x}) = N(\mathbf{H}\mathbf{x}, \mathbf{\Gamma}_b) \quad (5.17)$$

où $N(\mathbf{H}\mathbf{x}, \mathbf{\Gamma}_b)$ représente une distribution gaussienne de moyenne $\mathbf{H}\mathbf{x}$ et de covariance $\mathbf{\Gamma}_b$.

Pour ce qui est de $f(\mathbf{x})$, ce terme correspond à la densité de probabilité des variations de conductivité \mathbf{x} . Comme ces variations peuvent être autant positives que négatives par rapport à la distribution de conductivité de référence σ_0 , on fait l'hypothèse que $f(\mathbf{x})$ est représentée par une gaussienne de moyenne nulle et de covariance $\mathbf{\Gamma}_x$.

$$f(\mathbf{x}) = N(\mathbf{0}, \mathbf{\Gamma}_x) \quad (5.18)$$

En substituant ces deux équations dans l'équation 5.15, on obtient :

$$\arg \max_{\mathbf{x}} [N(\mathbf{H}\mathbf{x}, \mathbf{\Gamma}_b)N(\mathbf{0}, \mathbf{\Gamma}_x)] \quad (5.19)$$

Sachant que la distribution d'une gaussienne à N dimensions de moyenne $\boldsymbol{\mu}$ et de covariance $\mathbf{\Gamma}$ est donnée par :

$$f(\mathbf{x}) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} \sqrt{|\mathbf{\Gamma}|}} \exp \left(-\frac{1}{2}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \mathbf{\Gamma}^{-1}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}) \right) \quad (5.20)$$

on obtient alors :

$$\arg \max_{\mathbf{x}} \left[\frac{1}{(2\pi)^{M/2} \sqrt{|\mathbf{\Gamma}_b|}} \exp \left(-\frac{1}{2}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T \mathbf{\Gamma}_b^{-1}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) \right) \cdots \right. \\ \left. \frac{1}{(2\pi)^{N/2} \sqrt{|\mathbf{\Gamma}_x|}} \exp \left(-\frac{1}{2}\mathbf{x}^T \mathbf{\Gamma}_x^{-1}\mathbf{x} \right) \right] \quad (5.21)$$

Cette équation peut être simplifiée de la manière suivante :

$$\arg \max_{\mathbf{x}} \left[\exp \left(-\frac{1}{2}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T \mathbf{\Gamma}_b^{-1}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) - \frac{1}{2}\mathbf{x}^T \mathbf{\Gamma}_x^{-1}\mathbf{x} \right) \right] \quad (5.22)$$

Maximiser une exponentielle équivaut à minimiser l'opposé de son argument.

$$\arg \min_{\mathbf{x}} [(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T \mathbf{\Gamma}_b^{-1}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) + \mathbf{x}^T \mathbf{\Gamma}_x^{-1}\mathbf{x}] \quad (5.23)$$

On appelle la fonction à minimiser *fonction objective*. Elle est composée de deux termes. Le premier représente la fidélité de \mathbf{x} aux mesures de potentiel \mathbf{z} , alors que le second représente une connaissance *a priori* sur \mathbf{x} .

Le premier terme représente la fidélité de \mathbf{x} aux mesures de potentiel \mathbf{z} . En effet, étant donné que $\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x}$, si \mathbf{x} représente la bonne distribution de conductivité alors le terme de fidélité aux mesures sera parfaitement nul et sa contribution à

la fonction objective sera minimale. La matrice de covariance $\mathbf{\Gamma}_b$ représente la covariance du bruit sur les mesures et non la covariance des mesures. Pour la très grande majorité des systèmes de TIE, le bruit présent sur chaque mesure est indépendant de celui des autres et chaque mesure possède le même niveau de bruit. C'est pourquoi, $\mathbf{\Gamma}_b$ est habituellement définie de cette manière :

$$\mathbf{\Gamma}_b = \sigma_b^2 \mathbf{I} \quad (5.24)$$

où \mathbf{I} représente la matrice identité. En substituant cette valeur dans la fonction objective, on obtient :

$$\arg \min_{\mathbf{x}} [(\sigma_b^2)^{-1}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) + \mathbf{x}^T \mathbf{\Gamma}_x^{-1} \mathbf{x}] \quad (5.25)$$

Le deuxième terme de l'équation 5.23 représente un *a priori* sur les variations dans la distribution de conductivité. Dans le cas où $\mathbf{\Gamma}_x$ serait une matrice identité, ce terme serait minimal si les variations de conductivité \mathbf{x} étaient nulles. En posant arbitrairement $\mathbf{\Gamma}_x^{-1} = (\sigma_x^2)^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{F}$, on obtient alors :

$$\arg \min_{\mathbf{x}} [(\sigma_b^2)^{-1}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) + (\sigma_x^2)^{-1} \mathbf{x}^T \mathbf{F}^T \mathbf{F} \mathbf{x}] \quad (5.26)$$

En utilisant l'identité matricielle $(\mathbf{AB})^T = \mathbf{B}^T \mathbf{A}^T$, on obtient :

$$\arg \min_{\mathbf{x}} [(\sigma_b^2)^{-1}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) + (\sigma_x^2)^{-1}(\mathbf{F}\mathbf{x})^T(\mathbf{F}\mathbf{x})] \quad (5.27)$$

Le terme d'*a priori* sur les variations de conductivité est minimal lorsque $(\mathbf{F}\mathbf{x})$ est égal à zéro. La matrice \mathbf{F} peut donc être utilisée comme un filtre afin d'atténuer ce qui est désirable dans le vecteur \mathbf{x} et d'amplifier ce qui ne l'est pas. Étant donné que la résolution spatiale de la TIE n'est pas très bonne, il est impossible de voir les hautes fréquences spatiales dans les images de TIE. C'est pourquoi un filtre

spatial passe-haut a été choisi pour \mathbf{F} . De cette manière, les composantes hautes fréquences présentes dans le vecteur \mathbf{x} sont pénalisées dans la fonction objective alors que les composantes basses fréquences ne le sont pas. La matrice \mathbf{F} est calculée de manière à approximer un filtre gaussien passe-haut dont la fréquence de coupure correspond à 10 % du diamètre du maillage d'éléments finis. Cette valeur est choisie car elle correspond à la résolution spatiale théorique de la TIE pour un système utilisant seize électrodes.

Les paramètres σ_x^2 et σ_b^2 peuvent être combinés en un seul appelé μ de la manière suivante :

$$\arg \min_{\mathbf{x}} [(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) + \mu(\mathbf{F}\mathbf{x})^T(\mathbf{F}\mathbf{x})] \quad (5.28)$$

La minimisation de la fonction objective s'effectue en cherchant le point auquel sa dérivée par rapport à \mathbf{x} s'annule.

$$-\mathbf{H}^T(\mathbf{z} - \mathbf{H}\mathbf{x}) + \mu \mathbf{F}^T \mathbf{F} \mathbf{x} = 0 \quad (5.29)$$

En isolant \mathbf{x} , on obtient :

$$\mathbf{x} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \mu \mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{z} = \mathbf{B}(\mu) \mathbf{z} \quad (5.30)$$

Une fois la matrice $\mathbf{B}(\mu)$ calculée, l'algorithme se résume à une simple multiplication matricielle. Il ne reste donc plus qu'à choisir une valeur judicieuse pour μ . Une valeur élevée de μ donnera davantage d'importance au terme d'*a priori* de la fonction objective alors qu'un μ faible donnera beaucoup plus d'importance à la fidélité aux mesures. Il s'agit donc de faire un bon compromis entre la robustesse au bruit et la résolution dans l'image.

Une méthode qui permet d'ajuster automatiquement le paramètre μ a été développée par Adler (1995). Elle consiste à utiliser une figure de mérite en usage en communication et appelée *facteur de bruit* (*noise figure*). Le facteur de bruit

(FB) est calculé en effectuant le quotient du rapport signal sur bruit à l'entrée (RSB_{in}) sur celui à la sortie (RSB_{out}) d'un système de communication.

$$\text{FB} = \frac{\text{RSB}_{\text{in}}}{\text{RSB}_{\text{out}}} \quad (5.31)$$

Dans le cas présent, le rapport signal sur bruit à l'entrée correspond à celui des mesures de potentiel \mathbf{z} et est donné par :

$$\text{RSB}_{\text{in}} = \frac{\text{E}[\mathbf{z}]}{\sqrt{\text{Var}[\mathbf{z}]}} = \frac{\mathbf{1}^T \mathbf{z}}{\sigma_b M} \quad (5.32)$$

où $\mathbf{1}$ représente un vecteur colonne dont tous les éléments sont unitaires et M représente le nombre de mesures de potentiel.

Le rapport signal sur bruit à la sortie correspond à celui des variations de conductivité et est donné par :

$$\text{RSB}_{\text{out}} = \frac{\text{E}[\mathbf{x}]}{\sqrt{\text{Var}[\mathbf{x}]}} = \frac{\mathbf{1}^T \mathbf{A} \mathbf{B}(\mu) \mathbf{z}}{\sigma_b \sqrt{N \cdot \text{trace}(\mathbf{A} \mathbf{B}(\mu) \mathbf{B}(\mu)^T \mathbf{A}^T)}} \quad (5.33)$$

où N représente la longueur de \mathbf{x} et \mathbf{A} est une matrice diagonale dont l'élément a_{ii} correspond à l'aire du i^{e} élément du maillage triangulaire. En combinant les trois équations précédentes, on obtient :

$$\text{FB} = \frac{(\mathbf{1}^T \mathbf{z}) \sqrt{N \cdot \text{trace}(\mathbf{A} \mathbf{B}(\mu) \mathbf{B}(\mu)^T \mathbf{A}^T)}}{\mathbf{1}^T \mathbf{A} \mathbf{B}(\mu) \mathbf{z} M} \quad (5.34)$$

Cette équation permet de trouver la valeur de μ correspondant à un facteur de bruit donné. Si on choisit une valeur de facteur de bruit unitaire, alors le rapport signal sur bruit observé sur les mesures est préservé dans les images de TIE produites. Si on choisit d'augmenter le facteur de bruit, le bruit dans les images augmente et *vice versa*. Lorsqu'on diminue le niveau de bruit dans les images, la résolution spatiale

des images diminue également et réciproquement. Le facteur de bruit permet donc d'ajuster le compromis entre une bonne résolution spatiale et la robustesse au bruit. Les valeurs utiles de facteur de bruit sont situées entre 0.25 et 2.

La méthode par estimateur MAP développée jusqu'à maintenant fournit un vecteur \mathbf{x} qui correspond aux changements de conductivité observés pour chaque élément d'un maillage triangulaire. Une image peut être formée à partir de ce vecteur en assignant une couleur, qui est fonction de la conductivité, à chaque triangle du maillage. Une telle image comporte des transitions de couleur très nettes et ressemble un peu à un vitrail. Pour améliorer leur apparence, ces images sont filtrées par un filtre gaussien passe-bas. Les images ainsi obtenues sont alors beaucoup plus lisses et plus agréables à regarder.

En résumé, la méthode de reconstruction de Adler (1995) comporte trois étapes. La première consiste à calculer la matrice $\mathbf{B}(\mu)$ pour un facteur de bruit donné. La deuxième consiste à multiplier les mesures de potentiel \mathbf{z} par la matrice $\mathbf{B}(\mu)$ pour obtenir le vecteur \mathbf{x} . La troisième consiste à construire l'image à partir de \mathbf{x} et à appliquer un filtre passe-bas afin de la lisser. Pour effectuer la reconstruction d'images par estimateur MAP en temps réel, seules les deux dernières étapes doivent s'effectuer en temps réel puisque la matrice $\mathbf{B}(\mu)$ peut être précalculée.

5.2.3 Améliorations apportées à la méthode par estimateur MAP

La méthode de reconstruction par estimateur MAP, telle que développée par Adler (1995), a été utilisée pour reconstruire les images de TIE en temps différé et n'a jamais été mise en oeuvre en temps réel. Des améliorations ont été apportées à la méthode afin d'améliorer la résolution des images et la vitesse d'exécution. Quatre améliorations majeures ont été réalisées durant la préparation de cette thèse et sont résumées dans les sections suivantes.

5.2.3.1 Utilisation d'OpenGL

La méthode par estimateur MAP permet d'obtenir un vecteur de changement de conductivité \mathbf{x} dont les éléments correspondent aux triangles d'un maillage. Pour obtenir une image, tous les triangles doivent être dessinés en utilisant la couleur appropriée telle qu'indiquée par le vecteur \mathbf{x} . L'image ainsi obtenue est ensuite lissée en utilisant un filtre gaussien passe-bas afin d'en améliorer l'apparence. Cette étape qui consiste à transformer le vecteur \mathbf{x} en image lissée est relativement longue à réaliser et complique la reconstruction en temps réel des images.

OpenGL^{MD} est une librairie graphique qui permet d'afficher des objets tridimensionnels en tenant compte de l'éclairage, de la texture, et de plusieurs autres facteurs qui permettent de représenter une scène tridimensionnelle avec un haut degré de réalisme. Toutes les cartes graphiques modernes, même les moins chères, supportent la librairie *OpenGL^{MD}*. Les plus chères la supportent entièrement en matériel alors que les autres comptent sur des librairies d'émulation pour supporter les fonctions les plus complexes.

La librairie OpenGL^{MD} peut être utilisée en TIE pour transformer les vecteurs de changement de conductivité \mathbf{x} en images lissées. Il est en effet possible avec cette librairie de définir des listes de triangles qui sont affichés en trois dimensions de façon très rapide. Pour ce faire, il suffit de fournir les coordonnées des trois sommets de chaque triangle. La couleur du triangle peut être fournie de deux manières. La première consiste à fournir la couleur RGB (*Red, Green, and Blue*) de chaque triangle qui est alors dessiné en utilisant une couleur unie. La deuxième consiste à spécifier une couleur RGB pour chaque sommet. Chaque triangle est alors dessiné en utilisant un dégradé de couleurs. Chaque sommet est de la couleur spécifiée alors que les autres points du triangle sont d'une couleur interpolée linéairement à partir des couleurs des trois sommets. C'est cette deuxième manière qui doit être utilisée pour obtenir des images lissées en TIE.

Pour filtrer les images de cette manière, il faut spécifier la couleur de chaque sommet des triangles. Or, l'algorithme de reconstruction par estimateur MAP fournit la variation de conductivité \mathbf{x} qui permet de spécifier la couleur de chaque triangle. Il faut donc trouver un opérateur matriciel \mathbf{C} qui permet de convertir les valeurs définies sur chaque élément \mathbf{x}_e en valeurs définies sur chaque sommet \mathbf{x}_n , qu'on appelle aussi *noeud* du maillage.

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{C}\mathbf{x}_e \quad (5.35)$$

Pour définir un tel opérateur, il faut effectuer les opérations suivantes pour tous les noeuds du maillage : 1) identifier tous les triangles dont ce noeud constitue un sommet, 2) la couleur associée à ce noeud sera une moyenne pondérée des couleurs associées à ces triangles et 3) le facteur de pondération de chaque triangle sera proportionnel à l'angle du triangle correspondant à ce noeud. Un élément dont l'angle formé par ce sommet est petit contribuera très peu à la couleur de ce sommet alors qu'un élément dont l'angle formé par ce sommet est grand y contribuera davantage. Une fois cette opération réalisée pour tous les noeuds, l'opérateur correspondant \mathbf{C} peut être construit pour obtenir directement un vecteur de changement de conductivité pour chaque noeud du maillage.

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{C}\mathbf{B}(\mu)\mathbf{z} = \mathbf{B}_n(\mu)\mathbf{z} \quad (5.36)$$

En plus d'accélérer l'étape qui consiste à transformer le vecteur \mathbf{x} en image, cette amélioration accélère également la multiplication matricielle car bien que les matrices $\mathbf{B}_n(\mu)$ et $\mathbf{B}(\mu)$ possèdent le même nombre de colonnes, la matrice $\mathbf{B}_n(\mu)$ possède un nombre de lignes inférieur. Cela vient du fait que la très grande majorité des maillages possèdent moins de noeuds que d'éléments. Ceci est faux uniquement pour des maillages très petits ou de forme pathologique dont l'utilité en éléments

finis est très limitée.

Le fait d'utiliser la librairie OpenGL^{MD} comporte donc deux avantages en ce qui a trait à la vitesse d'exécution : 1) l'étape de conversion du vecteur \mathbf{x} en image lissée est entièrement déléguée au processeur situé sur la carte vidéo, libérant ainsi le CPU pour d'autres tâches et 2) les dimensions de la multiplication matricielle qui doit être réalisée pour obtenir \mathbf{x} à partir de \mathbf{z} sont réduites.

5.2.3.2 Reconstruction des conductivités sur les noeuds

À la section précédente, une méthode a été développée pour obtenir une matrice $\mathbf{B}_n(\mu)$ qui permet d'obtenir les changements de conductivité définis sur les noeuds à partir des différences de mesure de potentiel. Cette matrice a été obtenue en effectuant le produit de deux matrices : un opérateur \mathbf{C} qui permet de convertir les valeurs définies sur les éléments en valeurs définies sur les noeuds et une matrice $\mathbf{B}(\mu)$ obtenue par la méthode de l'estimateur MAP.

L'algorithme MAP trouve alors la meilleure approximation de la distribution de la conductivité réelle en calculant des valeurs sur chaque élément. Cette approximation est ensuite modifiée par l'opérateur \mathbf{C} pour la convertir en valeurs définies sur les noeuds. On peut se demander si l'algorithme MAP ne pourrait pas faire mieux, s'il était informé préalablement qu'on désire afficher ainsi l'image. L'algorithme MAP pourrait alors trouver directement la meilleure approximation de la distribution de conductivité réelle en calculant les valeurs sur chaque noeud et ce résultat serait transmis directement à la librairie OpenGL^{MD}.

Pour modifier ainsi l'algorithme MAP, il faut simplement modifier le modèle par éléments finis qui est utilisé pour résoudre le problème direct. Ce modèle suppose que le potentiel varie linéairement à l'intérieur d'un élément alors que la conductivité y est constante. Obtenir les valeurs de conductivité aux noeuds équivaut simplement à supposer que la conductivité varie linéairement à l'intérieur

d'un élément. Comme dans le cas où la conductivité est supposée constante à l'intérieur d'un élément (section 5.2.1), on obtient une relation de la forme :

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}_n \mathbf{x}_n \quad (5.37)$$

où l'indice n indique simplement que le vecteur \mathbf{x} et la matrice \mathbf{H} sont définis pour les valeurs de changement de conductivité sur les noeuds au lieu des éléments. Pour utiliser la méthode de résolution du problème inverse par estimateur MAP, il suffit de répéter la procédure de la section 5.2.2 en remplaçant \mathbf{H} et \mathbf{x} par \mathbf{H}_n et \mathbf{x}_n respectivement.

La reconstruction des changements de conductivité sur les noeuds au lieu des éléments présente le même avantage au niveau du temps d'exécution que l'utilisation de l'opérateur \mathbf{C} de la section précédente. De plus, la reconstruction sur les noeuds impose à la distribution de conductivité du milieu d'être continue tandis que la reconstruction sur les éléments permet des discontinuités à la frontière des éléments de la distribution de conductivité.

5.2.3.3 Prise en compte des caractéristiques de l'appareil de TIE

La méthode par éléments finis utilisée par Adler (1995) suppose que l'appareil de TIE utilisé pour effectuer les mesures est parfait. Aucun paramètre ne permet de modéliser les imperfections de l'appareil. Or, au chapitre 2, l'analyse des données obtenues par le système TIE4 a confirmé la présence d'un filtre passe-bas qui modifie le profil des mesures obtenues par le système par rapport aux mesures qu'on devrait théoriquement obtenir. La transformée de Fourier de ce filtre est présentée à la figure 2.21. Le fait de ne pas tenir compte de ce filtre lors de la résolution du problème inverse nuit à la résolution des images puisque l'estimateur MAP tente de trouver la distribution de conductivité la plus probable étant donné les mesures de potentiel effectuées par un appareil qu'il s' imagine parfait. Étant donné qu'il ne

l'est pas, des distorsions sont introduites dans les images reconstruites.

Afin d'éliminer ce problème, il y a deux possibilités : appliquer le filtre inverse sur les mesures de potentiel provenant de TIE4 ou appliquer le filtre de TIE4 sur les données provenant de la résolution du problème direct par éléments finis. La deuxième solution s'avère la meilleure puisqu'il est impossible d'appliquer correctement le filtre inverse aux mesures de TIE4 à cause d'un problème de stabilité numérique. Le filtre passe-bas présent dans TIE4 est tellement efficace que les composantes hautes fréquences se retrouvent atténuées à un niveau tellement petit que la mantisse des nombres à virgule flottante utilisée n'est pas assez grande pour les représenter correctement. Ces composantes ont donc pratiquement disparu du signal de tension. Il est donc impossible de les amplifier pour les régénérer sans avoir des problèmes d'instabilité numérique.

Pour appliquer le filtre passe-bas de TIE4 sur les données provenant de la résolution du problème direct par éléments finis, il suffit de modifier l'équation 5.9 de la manière suivante :

$$\mathbf{z} = \mathbf{L}\mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{H}^*\mathbf{x} \quad (5.38)$$

où \mathbf{L} représente une matrice qui effectue la convolution des mesures de TIE par la réponse impulsionnelle du filtre présent dans le système TIE4 et qui a été identifiée au chapitre 2. Pour bénéficier de cette amélioration à la méthode de résolution par estimateur MAP, il suffit de répéter la procédure de la section 5.2.2 en remplaçant \mathbf{H} par \mathbf{H}^* et la résolution spatiale du système sera automatiquement améliorée. Il est également possible d'utiliser cette méthode pour tenir compte de n'importe quelle imperfection du système pourvu que cette dernière puisse être exprimée sous forme matricielle.

5.2.3.4 Conductivités complexes

La méthode par estimateur MAP telle que développée précédemment permet de reconstruire les variations de conductivité et non les variations d'impédance. Afin de reconstruire les variations d'impédance, qui est un nombre complexe, il est nécessaire de posséder un appareil de TIE qui mesure les parties réelle et imaginaire de la tension. L'appareil TIE4 effectue une démodulation en quadrature de phase et fournit donc les deux composantes nécessaires.

Afin d'exploiter cette information supplémentaire, la résolution du problème direct par éléments finis et la résolution du problème inverse par estimateur MAP ont été programmées en utilisant les nombres complexes. Sur le plan mathématique, il suffit de supposer que les mesures \mathbf{z} et les variations de conductivité \mathbf{x} sont des nombres complexes et d'effectuer tous les calculs en nombres complexes. Il faut cependant faire attention à l'opérateur de transposition (T), qui dans le cas des nombres réels, ne fait que permuter les lignes et les colonnes d'une matrice. Dans le cas des nombres complexes, il existe deux variantes de cet opérateur. Les deux variantes permutent les lignes et les colonnes comme pour les nombres réels mais l'une d'entre elles remplace également chaque élément par son conjugué. Cette deuxième forme doit servir quand l'opérateur de transposition est utilisé au sens mathématique, comme par exemple pour calculer un produit scalaire, alors que l'autre forme ne sert que pour des raisons pratiques, comme l'affichage des valeurs d'un vecteur par exemple.

À partir des vecteurs de changement de conductivité complexe, on peut obtenir quatre images : partie réelle, partie imaginaire, amplitude et phase. La première fournit une image de la conductivité du milieu alors que la seconde fournit une image du produit de la permittivité et de la fréquence angulaire. Les deux dernières correspondent au module et à la phase de l'impédance.

5.2.4 Méthode par filtre de Kalman

Pour utiliser la méthode par filtre de Kalman, le problème doit être exprimé sous forme d'équations d'état. Ces équations permettent de définir l'évolution de l'état d'un système dans le temps ainsi que la relation entre les observations et l'état d'un système. La forme générale de ces équations d'état est la suivante :

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (5.39)$$

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{\Phi}_k \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_k \quad (5.40)$$

où \mathbf{x} est le vecteur d'état du système, \mathbf{z} , le vecteur d'observation, \mathbf{H} , la relation linéaire entre le vecteur d'état du système et le vecteur d'observation, $\mathbf{\Phi}$ est la matrice de transition d'état, \mathbf{v} , le bruit de mesure, \mathbf{w} , le bruit de modélisation de l'équation d'état et l'indice k , l'instant k .

La première équation s'appelle l'*équation d'observation* car elle fournit la relation entre l'état du système \mathbf{x} et les mesures \mathbf{z} qu'on peut effectuer sur ce système. Le bruit de mesure \mathbf{v}_k est représenté par une gaussienne de moyenne nulle et de covariance \mathbf{R}_k .

La deuxième équation s'appelle l'*équation d'état* ou *équation d'évolution de l'état*. Elle décrit l'évolution de l'état entre deux instants. La matrice de transition d'état $\mathbf{\Phi}_k$ décrit la relation entre le vecteur d'état courant et le vecteur d'état précédent. Le bruit de modélisation \mathbf{w}_k est une gaussienne de moyenne nulle et de covariance \mathbf{Q}_k . Ce bruit représente l'erreur commise en modélisant la transition d'un état à un autre par une simple multiplication matricielle par rapport à ce qui se passe dans la réalité.

Pour bien situer les choses dans le cas présent, l'état du système est la variation de la distribution de conductivité du milieu qui peut être représentée par le vecteur de variations de conductivité des noeuds \mathbf{x}_n ou des éléments \mathbf{x}_e d'un maillage par

éléments finis. Il s'agit alors de prendre la matrice \mathbf{H} appropriée telle que calculée par éléments finis. Le vecteur \mathbf{z} représente les variations de différences de potentiel mesurées à la surface du milieu. La matrice \mathbf{H} peut également être remplacée par la matrice \mathbf{H}^* qui tient compte du filtre présent dans l'appareil de TIE tel que vu à la section 5.2.3.3. Comme à la section 5.2.3.4, on peut également choisir \mathbf{z} , \mathbf{H} et \mathbf{x} complexes. Peu importe le vecteur \mathbf{x} et la matrice \mathbf{H} qu'on choisit, la méthode par filtre de Kalman s'applique.

En termes d'équations d'état, la méthode par estimateur MAP de la section précédente consiste à trouver le vecteur d'état \mathbf{x}_k le plus probable étant donné le vecteur d'observation \mathbf{z}_k . L'ajout de l'équation d'état à l'équation d'observation permet de tenir compte d'une information supplémentaire : le vecteur d'état précédent \mathbf{x}_{k-1} . L'équation d'état permet d'établir une relation récurrente entre les vecteurs d'état et ainsi introduire une forme de corrélation temporelle.

On définit deux types d'estimé du vecteur d'état \mathbf{x}_k : l'estimé *a priori* $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ et l'estimé *a posteriori* $\hat{\mathbf{x}}_k$. Le premier est obtenu avant l'acquisition du vecteur de mesure \mathbf{z}_k alors que le second est obtenu après. On dit aussi que le premier est une prédiction du vecteur d'état à l'instant k et que le second est une version corrigée de la prédiction en fonction du vecteur d'observation \mathbf{z}_k .

Pour trouver une expression de l'estimé *a priori*, on utilise l'équation d'état pour obtenir la relation récurrente suivante :

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \Phi_k \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (5.41)$$

L'estimé *a priori* est donc donné par le produit de la matrice de transition Φ_k et du meilleur estimé qu'on possède à l'instant $k - 1$, l'estimé *a posteriori* $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}$. Comme le vecteur de bruit de modélisation \mathbf{w}_k est représenté par une gaussienne de moyenne nulle, le meilleur estimé de ce bruit est zéro.

La covariance de cet estimé *a priori* \mathbf{P}_k^- est donnée par :

$$\mathbf{P}_k^- = \Phi_k \mathbf{P}_{k-1} \Phi_k^T + \mathbf{Q}_k \quad (5.42)$$

où \mathbf{P}_{k-1} représente la covariance de l'estimé *a posteriori* à l'instant $k - 1$.

Pour ce qui est de trouver une expression pour l'estimé *a posteriori*, il suffit de trouver le vecteur d'état le plus probable étant donné le vecteur d'observation \mathbf{z}_k .

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \arg \max_{\mathbf{x}_k} [f(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_k)] \quad (5.43)$$

En utilisant la formule de Bayes, on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \arg \max_{\mathbf{x}_k} \left[\frac{f(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) f(\mathbf{x}_k)}{f(\mathbf{z}_k)} \right] \quad (5.44)$$

L'équation d'observation nous fournit une expression pour $f(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)$:

$$f(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) = N(\mathbf{H}_k \mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k) \quad (5.45)$$

et $f(\mathbf{x}_k)$ nous est donnée directement par l'estimé *a priori* :

$$f(\mathbf{x}_k) = N(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \mathbf{P}_k^-) \quad (5.46)$$

La valeur de $f(\mathbf{z}_k)$ n'a aucune importance puisqu'elle ne dépend pas de \mathbf{x}_k . On peut donc simplement l'enlever de l'expression parce que ce n'est qu'une matrice constante par rapport à \mathbf{x}_k . En substituant les deux dernières équations dans 5.44, on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \arg \max_{\mathbf{x}_k} [N(\mathbf{H}_k \mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k) N(\hat{\mathbf{x}}_k^-, \mathbf{P}_k^-)] \quad (5.47)$$

En y substituant la forme algébrique d'une gaussienne multidimensionnelle, on

obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \arg \max_{\mathbf{x}_k} \left[\frac{1}{(2\pi)^{M/2} \sqrt{|\mathbf{R}_k|}} \exp \left(-\frac{1}{2} (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k)^T \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k) \right) \cdots \right. \\ \left. \frac{1}{(2\pi)^{N/2} \sqrt{|\mathbf{P}_k^-|}} \exp \left(-\frac{1}{2} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-)^T (\mathbf{P}_k^-)^{-1} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \right) \right] \quad (5.48)$$

qu'on peut simplifier de la manière suivante :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \arg \max_{\mathbf{x}_k} \left[\exp \left(-\frac{1}{2} (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k)^T \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k) \cdots \right. \right. \\ \left. \left. -\frac{1}{2} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-)^T (\mathbf{P}_k^-)^{-1} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \right) \right] \quad (5.49)$$

Maximiser une exponentielle équivaut à maximiser son argument ou à minimiser l'opposé de son argument :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \arg \min_{\mathbf{x}_k} \left[(\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k)^T \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k) + (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-)^T (\mathbf{P}_k^-)^{-1} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) \right] \quad (5.50)$$

Il s'agit ensuite de calculer la dérivée par rapport à \mathbf{x}_k et de la mettre égale à zéro :

$$-2\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k) + 2(\mathbf{P}_k^-)^{-1} (\hat{\mathbf{x}}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-) = 0 \quad (5.51)$$

On isole par la suite $\hat{\mathbf{x}}_k$ et on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_k + (\mathbf{P}_k^-)^{-1})^{-1} (\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k + (\mathbf{P}_k^-)^{-1} \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.52)$$

L'application du lemme d'inversion des matrices, démontré à l'annexe V, nous donne :

$$(\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_k + (\mathbf{P}_k^-)^{-1})^{-1} = (\mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^-) \quad (5.53)$$

En substituant cette expression, on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^-) (\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k + (\mathbf{P}_k^-)^{-1} \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.54)$$

On définit le gain de Kalman \mathbf{K}_k comme étant donné par :

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T)^{-1} \quad (5.55)$$

On obtient alors :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^-) (\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k + (\mathbf{P}_k^-)^{-1} \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.56)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + (\mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^-) \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k \quad (5.57)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + (\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1}) \mathbf{z}_k \quad (5.58)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + (\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} - \mathbf{K}_k (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} + \mathbf{I}) + \mathbf{K}_k) \mathbf{z}_k \quad (5.59)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + (\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} - \mathbf{K}_k (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k) \mathbf{R}_k^{-1} + \mathbf{K}_k) \mathbf{z}_k \quad (5.60)$$

En remplaçant le deuxième \mathbf{K}_k par sa définition, on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + (\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} + \mathbf{K}_k) \mathbf{z}_k \quad (5.61)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \mathbf{z}_k \quad (5.62)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.63)$$

De l'équation 5.62, on peut déduire l'expression pour la covariance \mathbf{P}_k de $\hat{\mathbf{x}}_k$:

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{K}_k \mathbf{R}_k \mathbf{K}_k^T \quad (5.64)$$

En développant le premier terme, on trouve :

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{K}_k^T + \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{K}_k^T + \mathbf{K}_k \mathbf{R}_k \mathbf{K}_k^T \quad (5.65)$$

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{K}_k^T + \mathbf{K}_k (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k) \mathbf{K}_k^T \quad (5.66)$$

En remplaçant le troisième \mathbf{K}_k par sa définition, on obtient :

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- - \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{K}_k^T + \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T \mathbf{K}_k^T \quad (5.67)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (5.68)$$

5.2.4.1 Mise en oeuvre du filtre de Kalman

Les cinq équations nécessaires à la mise en oeuvre du filtre de Kalman sont les équations 5.41, 5.42, 5.55, 5.63 et 5.68 qui sont reprises ici :

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \Phi_k \hat{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (5.69)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \Phi_k \mathbf{P}_{k-1} \Phi_k^T + \mathbf{Q}_k \quad (5.70)$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{R}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T)^{-1} \quad (5.71)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.72)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (5.73)$$

La première équation permet de faire une prédiction sur l'état du système à l'instant k connaissant sa valeur à l'instant $k - 1$. La deuxième équation évalue la précision de cette prédiction. La troisième équation permet de calculer le gain de Kalman. La quatrième équation permet d'apporter une correction à la prédiction en fonction du nouveau vecteur de mesures \mathbf{z}_k obtenu à l'instant k . La cinquième équation permet d'évaluer la précision de ce nouvel estimé *a posteriori*.

5.2.4.2 Ajout de la corrélation spatiale

Le filtre de Kalman tel que développé précédemment permet de tenir compte de la corrélation temporelle entre les images de TIE mais ne permet pas de tenir compte de la corrélation spatiale comme le fait l'estimateur MAP. La solution à ce problème est relativement simple et s'inspire de ce qu'a fait Kaipio *et al.* (1997) en combinaison avec ce qu'a fait Adler (1995). Elle consiste à modifier l'équation d'observation (équation 5.39) de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{F}_k \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_k \\ \mathbf{s}_k \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

où $\mathbf{0}$ est un vecteur rempli de zéro, \mathbf{F}_k est une matrice réalisant un filtre spatial passe-haut comme à la section 5.2.2 et \mathbf{s}_k est un bruit gaussien de moyenne nulle et de covariance \mathbf{S}_k .

Le vecteur d'observation \mathbf{z}_k est donc maintenant composé de deux sections. La première correspond aux mesures de potentiel effectuées par l'appareil de TIE alors que la seconde partie correspond à des mesures effectuées par un appareil virtuel qui permet d'évaluer les hautes fréquences spatiales dans la distribution de conductivité \mathbf{x}_k . L'appareil virtuel qui effectue ces mesures indique que les composants hautes fréquences présents dans la distribution de conductivité du milieu sont inexistantes d'où le vecteur $\mathbf{0}$ ajouté au vecteur \mathbf{z}_k . La matrice \mathbf{F}_k permet d'évaluer ces composants hautes fréquences présents dans la prédiction donnée par l'équation 5.69 afin que l'ajustement de cette prédiction par l'équation 5.72 puisse les éliminer en considérant le nouveau vecteur d'observation augmenté.

Les équations de la section 5.2.4.1 peuvent être utilisées intégralement avec cette modification en remplaçant simplement \mathbf{z}_k , \mathbf{H}_k et \mathbf{R}_k par leur version augmentée

\mathbf{z}_k^* , \mathbf{H}_k^* et \mathbf{R}_k^* telle que donnée par :

$$\mathbf{z}_k^* = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

$$\mathbf{H}_k^* = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{F}_k \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

$$\mathbf{R}_k^* = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_k \end{bmatrix} \quad (5.77)$$

5.2.4.3 Choix des paramètres du filtre de Kalman

Lorsqu'on observe les cinq équations qui composent le filtre de Kalman, on constate qu'il y a huit paramètres qui doivent être fournis à l'algorithme : $\hat{\mathbf{x}}_0$, \mathbf{P}_0 , Φ_k , \mathbf{Q}_k , \mathbf{H}_k , \mathbf{R}_k , \mathbf{F}_k et \mathbf{S}_k . Ces paramètres sont reliés à l'estimation initiale, la précision des mesures, la corrélation temporelle et la corrélation spatiale.

Les paramètres $\hat{\mathbf{x}}_0$ et \mathbf{P}_0 représentent l'estimation initiale du vecteur d'état et de sa matrice de covariance respectivement. Cette matrice indique la confiance qu'on a dans l'estimation initiale proposée. Pour fixer ces valeurs, il faut simplement faire preuve de jugement. Si on connaît exactement la valeur initiale du vecteur d'état, alors on choisit $\mathbf{P}_0 = \mathbf{0}$ tandis que si on n'est pas certain on choisit un \mathbf{P}_0 dont les éléments situés sur la diagonale sont élevés. Le choix de ces deux paramètres n'est cependant pas très critique puisque leur effet s'atténue assez rapidement après quelques itérations.

Les paramètres \mathbf{H}_k et \mathbf{R}_k se rapportent à l'obtention des mesures. Le paramètre \mathbf{H}_k est obtenu par un modèle par éléments finis comme à la section 5.2.1. Le paramètre \mathbf{R}_k représente la précision des mesures fournies par l'appareil de TIE. Cette matrice est choisie diagonale sauf si pour une raison quelconque le bruit de

différentes mesures est corrélé. Dans le cas présent, une matrice diagonale dont tous les éléments diagonaux sont égaux a été choisie puisque toutes les mesures ont la même précision.

$$\mathbf{R}_k = \sigma_{pm}^2 \mathbf{I} \quad (5.78)$$

La corrélation temporelle est ajustée par les paramètres Φ_k et \mathbf{Q}_k . Le modèle de la marche aléatoire est utilisé. Il consiste à utiliser une matrice identité pour Φ_k . L'équation d'état implique donc que la meilleure prédiction pour le vecteur d'état à l'instant k est sa valeur à l'instant précédent $k - 1$. Ceci a pour effet de renforcer la corrélation temporelle entre les vecteurs d'état en favorisant la constance entre deux instants consécutifs. Un certain degré de variation est cependant permis par l'utilisation d'une matrice de covariance \mathbf{Q}_k non nulle qui modélise l'erreur qu'on commet en faisant l'hypothèse que le vecteur d'état ne change pas. Une matrice diagonale dont tous les éléments diagonaux sont égaux a été choisie en faisant l'hypothèse que toutes les conductivités du vecteur d'état peuvent varier autant entre deux instants.

$$\mathbf{Q}_k = \sigma_{ct}^2 \mathbf{I} \quad (5.79)$$

La corrélation spatiale est contrôlée par les paramètres \mathbf{F}_k et \mathbf{S}_k . La matrice \mathbf{F}_k est construite de manière à approximer un filtre spatial passe-haut gaussien dont la fréquence de coupure est de 10 % du diamètre du milieu étudié. Un tel filtre est utilisé puisque la résolution théorique de la TIE pour un système à seize électrodes est de 10 % du diamètre du milieu étudié. Comme pour la corrélation temporelle, le paramètre \mathbf{S}_k permet d'imposer plus ou moins sévèrement cette contrainte. Si les valeurs diagonales de \mathbf{S}_k sont faibles, la corrélation spatiale sera imposée avec sévérité alors que si elles sont grandes, elle le sera moins. La corrélation spatiale est appliquée de manière uniforme en utilisant :

$$\mathbf{S}_k = \sigma_{cs}^2 \mathbf{I} \quad (5.80)$$

Trois paramètres permettent d'ajuster le comportement du filtre de Kalman par rapport à la précision des mesures, la corrélation spatiale et la corrélation temporelle : σ_{pm}^2 , σ_{cs}^2 et σ_{ct}^2 . Il faut cependant noter que ces trois paramètres ne fournissent que deux degrés de liberté puisque ce qui compte est leur importance relative plutôt que leurs valeurs absolues. On fixe habituellement $\sigma_{pm}^2 = 1$ et on fait varier les deux autres paramètres. Cela permet d'ajuster de manière indépendante les corrélations temporelle et spatiale en modifiant les valeurs de σ_{ct}^2 et de σ_{cs}^2 respectivement.

Il est intéressant de noter que tous les paramètres du filtre de Kalman ont un indice k . Ceci implique que leur valeur peut être changée à tout instant k et prendre effet immédiatement. L'estimé du vecteur d'état obtenu tiendra compte automatiquement et de manière optimale de ce changement instantané dans les paramètres du filtre de Kalman.

5.2.4.4 Estimateur MAP : un cas particulier du filtre de Kalman

On peut démontrer que la méthode par estimateur MAP, telle que développée à la section 5.2.2, est un cas particulier de la méthode par filtre de Kalman exposée dans la présente section. Pour ce faire, il suffit de démontrer que l'équation 5.30 est un cas particulier de l'équation 5.72 incorporant les versions augmentées de \mathbf{z}_k , \mathbf{H}_k et \mathbf{R}_k telles que formulées à la section 5.2.4.2 :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k(\mathbf{z}_k^* - \mathbf{H}_k^* \hat{\mathbf{x}}_k^-). \quad (5.81)$$

Cette équation est une version augmentée de l'équation 5.63 qui découle directement de l'équation 5.52. On peut donc effectuer le cheminement inverse, pour ainsi obtenir :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = ((\mathbf{H}_k^*)^T (\mathbf{R}_k^*)^{-1} \mathbf{H}_k^* + (\mathbf{P}_k^-)^{-1})^{-1} ((\mathbf{H}_k^*)^T (\mathbf{R}_k^*)^{-1} \mathbf{z}_k^* + (\mathbf{P}_k^-)^{-1} \hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (5.82)$$

Contrairement au filtre de Kalman, l'estimateur MAP ne fait pas du tout confiance à la prédiction fournie par l'équation 5.69. Cela implique que les éléments diagonaux de la matrice de covariance \mathbf{Q}_k tendent vers l'infini tout comme la matrice de covariance \mathbf{P}_k^- en vertu de l'équation 5.70. L'inverse de la matrice \mathbf{P}_k^- tend donc vers zéro et l'équation précédente peut être simplifiée de la manière suivante :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = ((\mathbf{H}_k^*)^T (\mathbf{R}_k^*)^{-1} \mathbf{H}_k^*)^{-1} ((\mathbf{H}_k^*)^T (\mathbf{R}_k^*)^{-1} \mathbf{z}_k^*) \quad (5.83)$$

En remplaçant, \mathbf{z}_k^* , \mathbf{H}_k^* et \mathbf{R}_k^* par leurs définitions de la section 5.2.4.2, on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{F}_k \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_k \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{F}_k \end{bmatrix} \right)^{-1} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{F}_k \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_k \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{z}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.84)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^T & \mathbf{F}_k^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_k^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{F}_k \end{bmatrix} \right)^{-1} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^T & \mathbf{F}_k^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_k^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.85)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^T & \mathbf{F}_k^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_k \\ \mathbf{S}_k^{-1} \mathbf{F}_k \end{bmatrix} \right)^{-1} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^T & \mathbf{F}_k^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.86)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_k + \mathbf{F}_k^T \mathbf{S}_k^{-1} \mathbf{F}_k)^{-1} (\mathbf{H}_k^T \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k) \quad (5.87)$$

En faisant les mêmes hypothèses qu'à la section 5.2.4.3 ($\mathbf{R}_k = \sigma_{pm}^2 \mathbf{I}$, $\mathbf{S}_k = \sigma_{cs}^2 \mathbf{I}$ et $\sigma_{pm}^2 = 1$), on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{H}_k^T \mathbf{H}_k + (\sigma_{cs}^2)^{-1} \mathbf{F}_k^T \mathbf{F}_k)^{-1} (\mathbf{H}_k^T \mathbf{z}_k) \quad (5.88)$$

En posant $\mu = (\sigma_{cs}^2)^{-1}$ et en enlevant les indices k , on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \mu \mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} (\mathbf{H}^T \mathbf{z}) \quad (5.89)$$

qui est identique à l'équation 5.30 et complète la démonstration.

La méthode par estimateur MAP est donc un cas particulier de la méthode par filtre de Kalman pour lequel 1) on ne fait aucunement confiance au modèle prédictif pour ne se fier qu'aux mesures de potentiel z et 2) les paramètres sont constants pour tous les instants k .

5.3 Résultats

5.3.1 Méthode par estimateur MAP

Afin de démontrer les quatre améliorations apportées à la méthode par estimateur MAP, quatre séries de tests ont été réalisées en reconstruisant des images de TIE à partir de données réelles obtenues à l'aide de l'appareil TIE4. Ces expériences sont décrites dans les sections suivantes.

5.3.1.1 Utilisation d'OpenGL

La figure 5.1 montre trois images obtenues en utilisant le fantôme de la figure 3.7 lorsque les huit interrupteurs A à H étaient tous fermés. La figure 5.1 (a) montre une image brute telle qu'obtenue au moyen de la méthode par estimateur MAP en utilisant un maillage composé de 1600 éléments et un facteur de bruit de deux. On peut y observer que chaque élément est représenté par une couleur homogène. Les teintes de rouge et de bleu représentent respectivement une augmentation et une diminution de la conductivité par rapport au milieu de référence qui, dans ce cas, correspondait au fantôme lorsqu'aucun interrupteur n'était fermé. La figure 5.1 (b) montre l'image brute filtrée en utilisant une convolution avec une gaussienne telle que proposée par Adler (1995). Le résultat de la nouvelle méthode de filtrage utilisant le librairie OpenGL^{MD} est présenté à la figure 5.1 (c). On peut remarquer que le contour de l'image (c) est beaucoup plus lisse que celui de l'image (b). Le

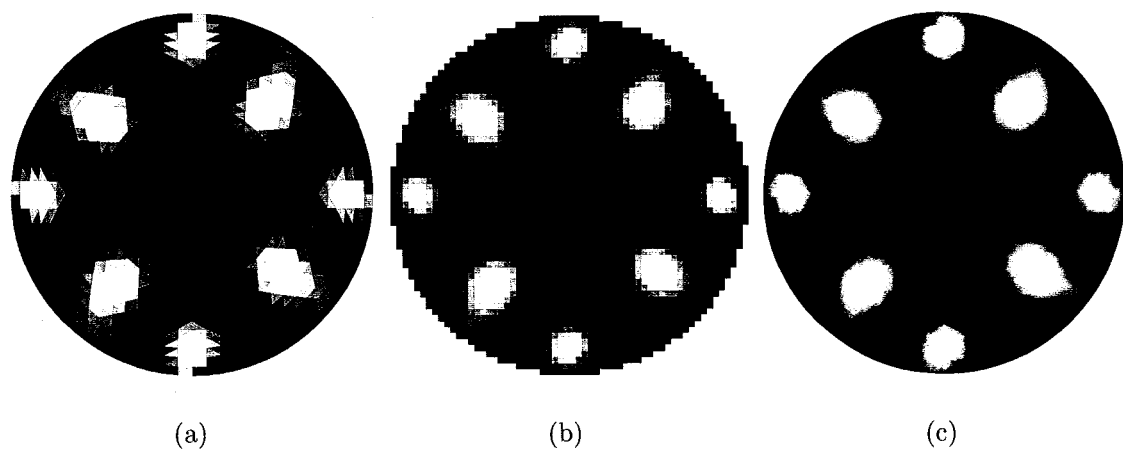


Figure 5.1 Comparaison des méthodes de filtrage des images. Ces images ont été obtenues sur le fantôme de la figure 3.7 en appuyant simultanément sur les huit interrupteurs A à H. Elle sont reconstruites en utilisant un maillage de 1600 éléments dont la conductivité est constante et la méthode par estimateur MAP avec un facteur de bruit de deux. (a) Image brute non filtrée. (b) Image brute filtrée par convolution (ancienne méthode). (c) Image brute filtrée par OpenGL (nouvelle méthode).

contour des régions conductrices correspondant à la position des interrupteurs est également plus lisse.

5.3.1.2 Reconstruction des conductivités sur les noeuds vs sur les éléments

La figure 5.2 présente huit images obtenues avec le fantôme de la figure 3.7 lorsque les huit interrupteurs A à H étaient tous enfoncés. Les images (a) à (d) ont été obtenues en supposant constante la conductivité de chaque élément (reconstruction sur les éléments) alors que les images (e) à (h) ont été obtenues en supposant linéaire la conductivité de chaque élément (reconstruction sur les noeuds). Le maillage utilisé était constitué de 6400 éléments et de 3281 noeuds. Les figures (a) et (e) ont été obtenues avec un facteur de bruit de 0.25, (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1.0 et (d) et (h), 2.0.

On peut remarquer l'effet du facteur de bruit dans ces images. Les images dont le facteur de bruit est petit sont davantage filtrées que les images dont le facteur de bruit est plus élevé. L'augmentation du filtrage spatial a pour effet de réduire le bruit et la résolution spatiale de l'image. On commence à distinguer les huit interrupteurs pour un facteur de bruit supérieur à 0.5. L'augmentation du facteur de bruit, bien qu'augmentant la résolution spatiale, a pour effet d'augmenter le bruit spatial sous la forme d'artefacts de reconstruction qui apparaissent comme des régions bleues dans les images.

En observant attentivement les images reconstruites sur les noeuds et sur les éléments pour un même facteur de bruit, on constate qu'il n'y a pratiquement aucune différence entre ces deux types d'images. Il est cependant avantageux d'utiliser la reconstruction sur les noeuds puisqu'un maillage a habituellement beaucoup moins de noeuds que d'éléments et le nombre de paramètres à estimer est donc réduit, tout comme le temps de calcul. Le temps de calcul nécessaire

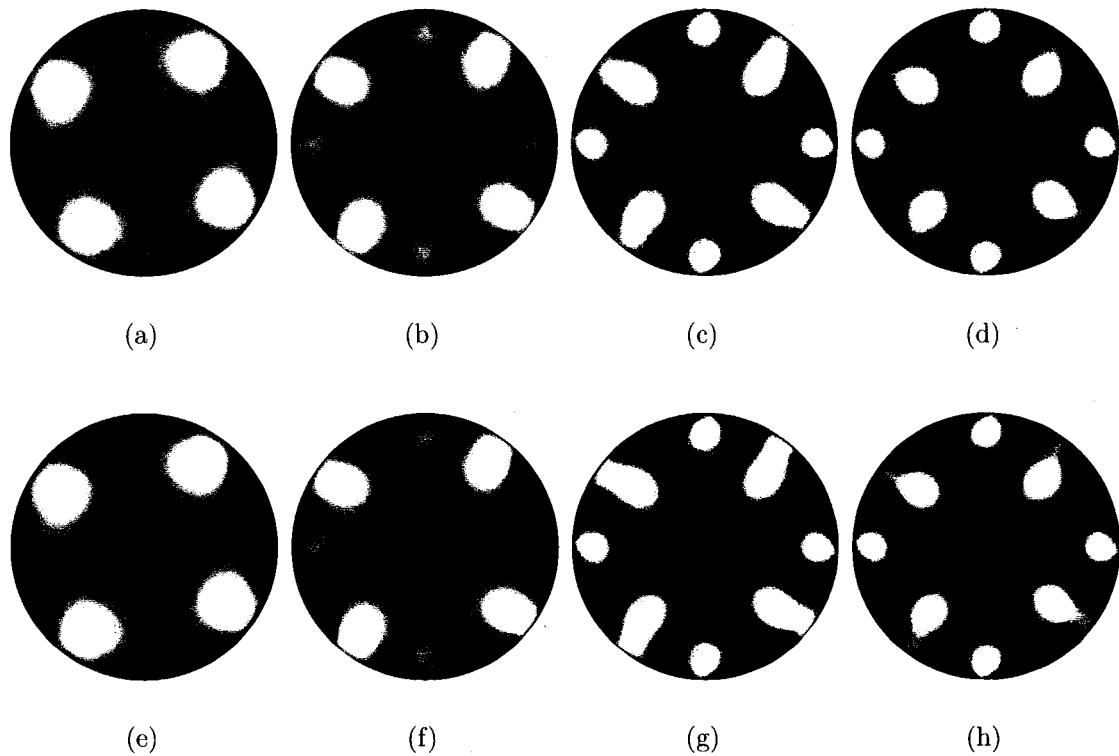


Figure 5.2 Comparaison d'images reconstruites en utilisant un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante ou linéaire. Ces images ont été obtenues avec le fantôme de la figure 3.7 en appuyant simultanément sur les huit interrupteurs A à H. Elles sont reconstruites en utilisant la méthode par estimateur MAP. Les images (a) à (d) sont reconstruites avec des éléments dont la conductivité est constante alors que les images (e) à (h) utilisent des éléments dont la conductivité est linéaire. Le facteur de bruit des images (a) et (e) est de 0.25, celui des images (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1 et (d) et (h), 2.

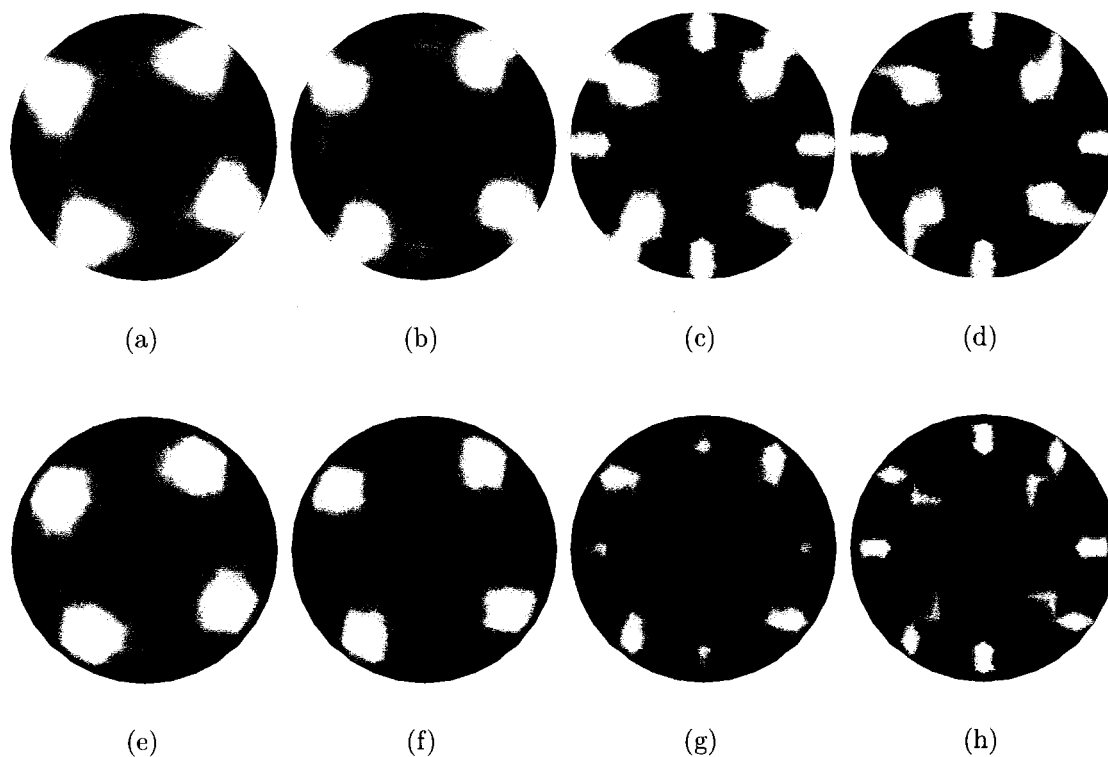


Figure 5.3 Comparaison d'images reconstruites en utilisant un maillage de 256 éléments dont la conductivité est constante ou linéaire. Ces images ont été obtenues avec le fantôme de la figure 3.7 en appuyant simultanément sur les huit interrupteurs A à H. Elles sont reconstruites en utilisant la méthode par estimateur MAP. Les images (a) à (d) sont reconstruites avec des éléments dont la conductivité est constante alors que les images (e) à (h) utilisent des éléments dont la conductivité est linéaire. Le facteur de bruit des images (a) et (e) est de 0.25, celui des images (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1 et (d) et (h), 2.

pour la reconstruction sur les noeuds d'un maillage de n noeuds est égal au temps de reconstruction sur les éléments d'un maillage de n éléments. Par contre les éléments d'un maillage de n noeuds sont beaucoup plus petits qu'un maillage à n éléments. De plus la reconstruction des conductivités sur les noeuds fournit à la librairie OpenGL^{MD} exactement l'information dont elle a besoin, *i.e.* la couleur des sommets des triangles qui sont les noeuds du maillage. La reconstruction des conductivités sur les éléments nécessite la conversion de ces valeurs pour les noeuds du maillage avant de passer l'information à la librairie OpenGL^{MD}.

Lorsqu'on utilise des maillages dont le nombre d'éléments est suffisamment grand, il n'y a pratiquement aucune différence entre les images obtenues avec les noeuds et celles obtenues avec les éléments. Ce n'est cependant pas le cas lorsque le nombre d'éléments est plus petit. La figure 5.3 présente des résultats similaires à ceux de la figure 5.2 mais obtenus en utilisant un maillage composé de 256 éléments et de 145 noeuds. On peut constater que les images reconstruites sur les noeuds diffèrent de manière substantielle de celles reconstruites sur les éléments pour un même facteur de bruit. Les deux types d'images sont cependant parfaitement cohérents et on peut clairement identifier la position des huit interrupteurs. Contrairement à la méthode de reconstruction sur les éléments, la méthode de reconstruction sur les noeuds impose la continuité de la distribution de conductivité du milieu. Le choix de la meilleure méthode dans le cas de maillage composé de peu d'éléments dépendra de la situation et des préférences personnelles.

5.3.1.3 Considération du filtre du DDC

Le signal fourni par le système TIE4 décrit au chapitre 2 est composé de 416 mesures et passe à travers un filtre passe-bas contenu dans le DDC. Le diagramme de Bode de ce filtre est donné à la figure 2.21. Le signal théorique lorsqu'on utilise la configuration d'électrodes adjacentes est composé de 208 mesures qui ne

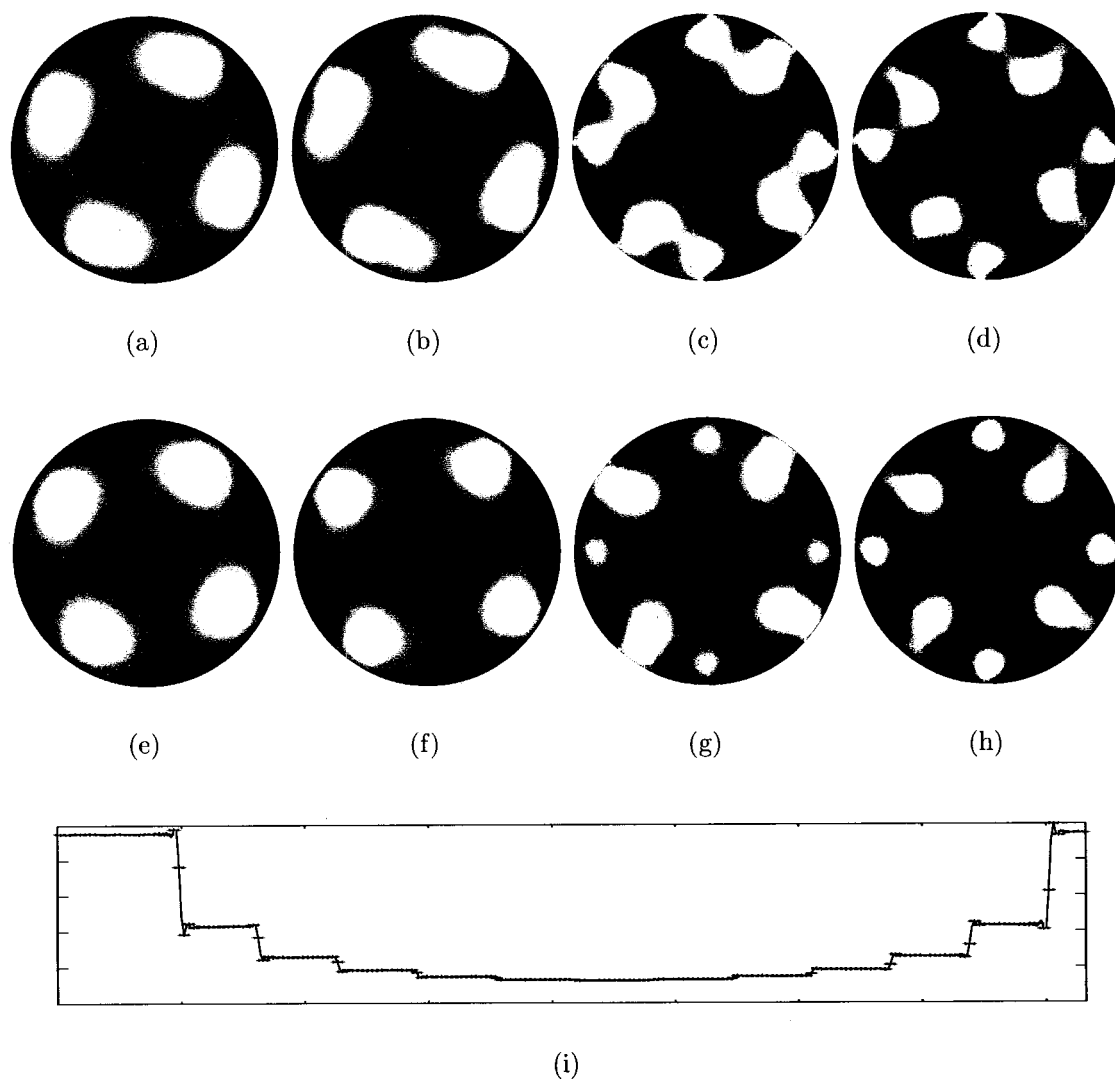


Figure 5.4 Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 4.71 trames par seconde en utilisant les mesures impaires. Ces images sont reconstruites en utilisant la méthode par estimateur MAP et un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante. Les images (a) à (d) ne tiennent pas compte du filtre du DDC alors que les images (e) à (h) en tiennent compte. Le facteur de bruit des images (a) et (e) est de 0.25, celui des images (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1 et (d) et (h), 2. La figure (i) présente le signal mesuré pour un milieu homogène en noir et les étoiles rouges indiquent la position des mesures impaires utilisées pour la reconstruction des images (a) à (h).

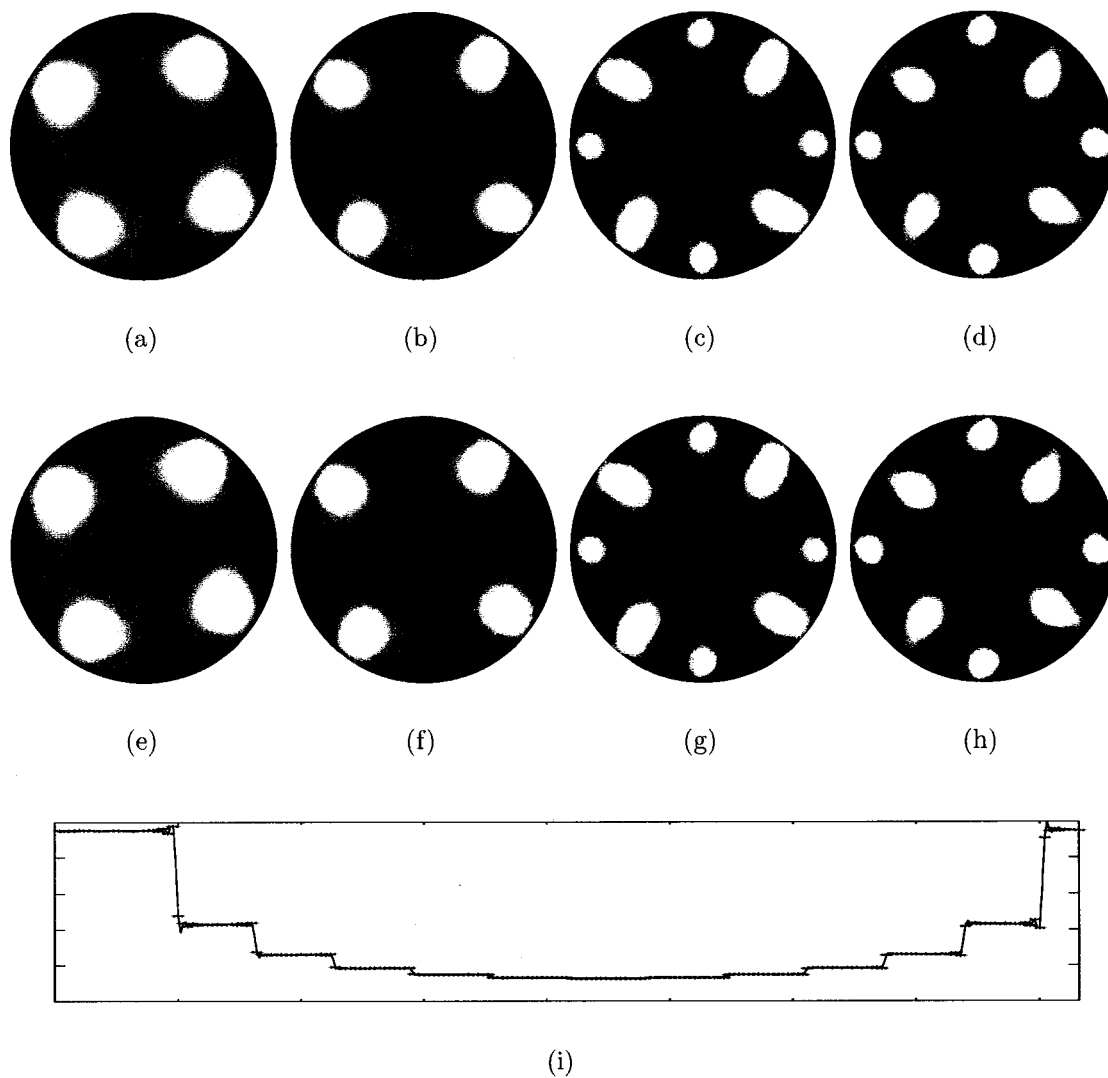


Figure 5.5 Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 4.71 trames par seconde en utilisant les mesures paires. Ces images sont reconstruites en utilisant la méthode par estimateur MAP et un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante. Les images (a) à (d) ne tiennent pas compte du filtre du DDC alors que les images (e) à (h) en tiennent compte. Le facteur de bruit des images (a) et (e) est de 0.25, celui des images (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1 et (d) et (h), 2. La figure (i) présente le signal mesuré pour un milieu homogène en noir et les étoiles rouges indiquent la position des mesures paires utilisées pour la reconstruction des images (a) à (h).

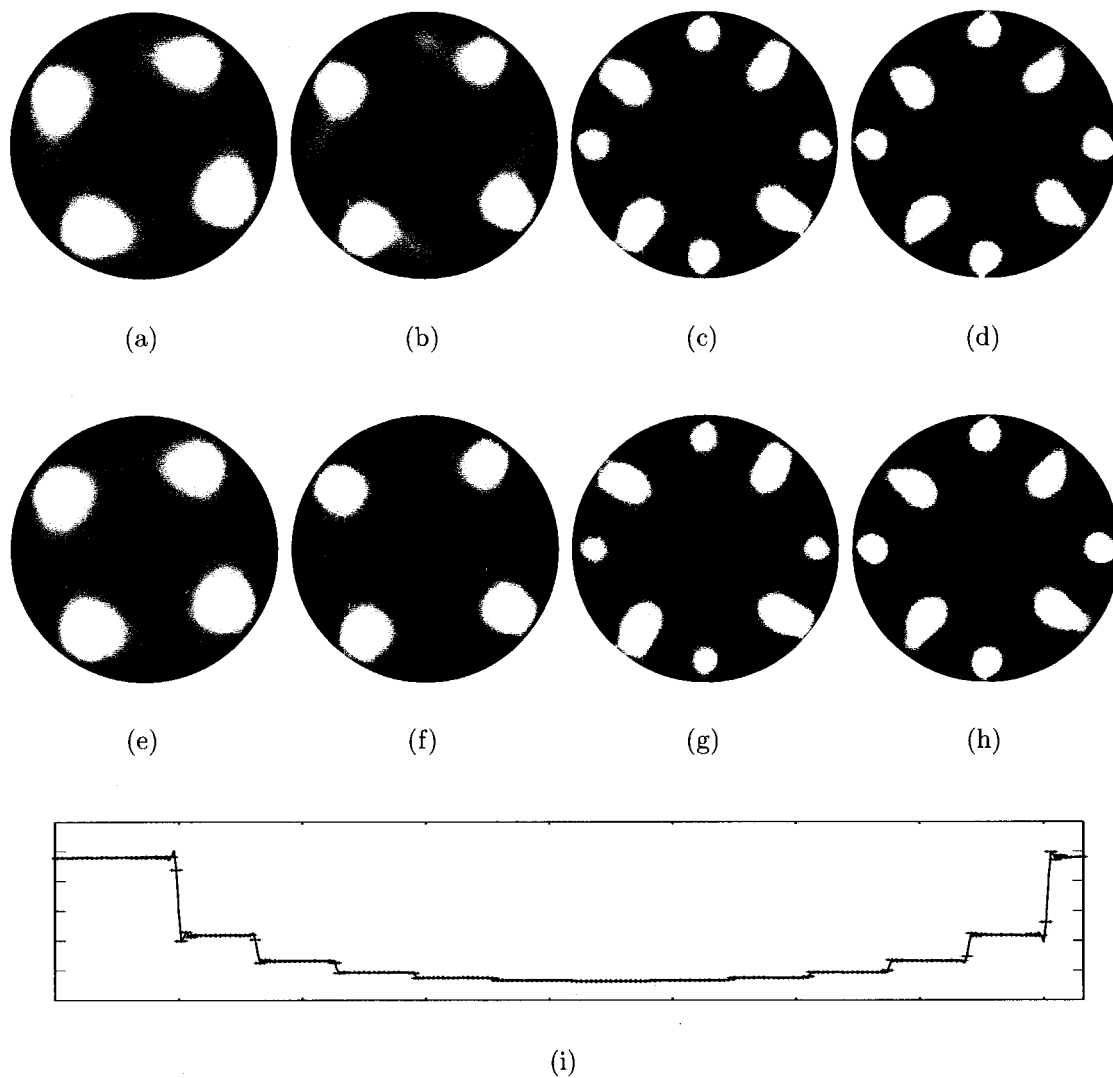


Figure 5.6 Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 8.90 trames par seconde en utilisant les mesures impaires. Ces images sont reconstruites en utilisant la méthode par estimateur MAP et un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante. Les images (a) à (d) ne tiennent pas compte du filtre du DDC alors que les images (e) à (h) en tiennent compte. Le facteur de bruit des images (a) et (e) est de 0.25, celui des images (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1 et (d) et (h), 2. La figure (i) présente le signal mesuré pour un milieu homogène en noir et les étoiles rouges indiquent la position des mesures impaires utilisées pour la reconstruction des images (a) à (h).

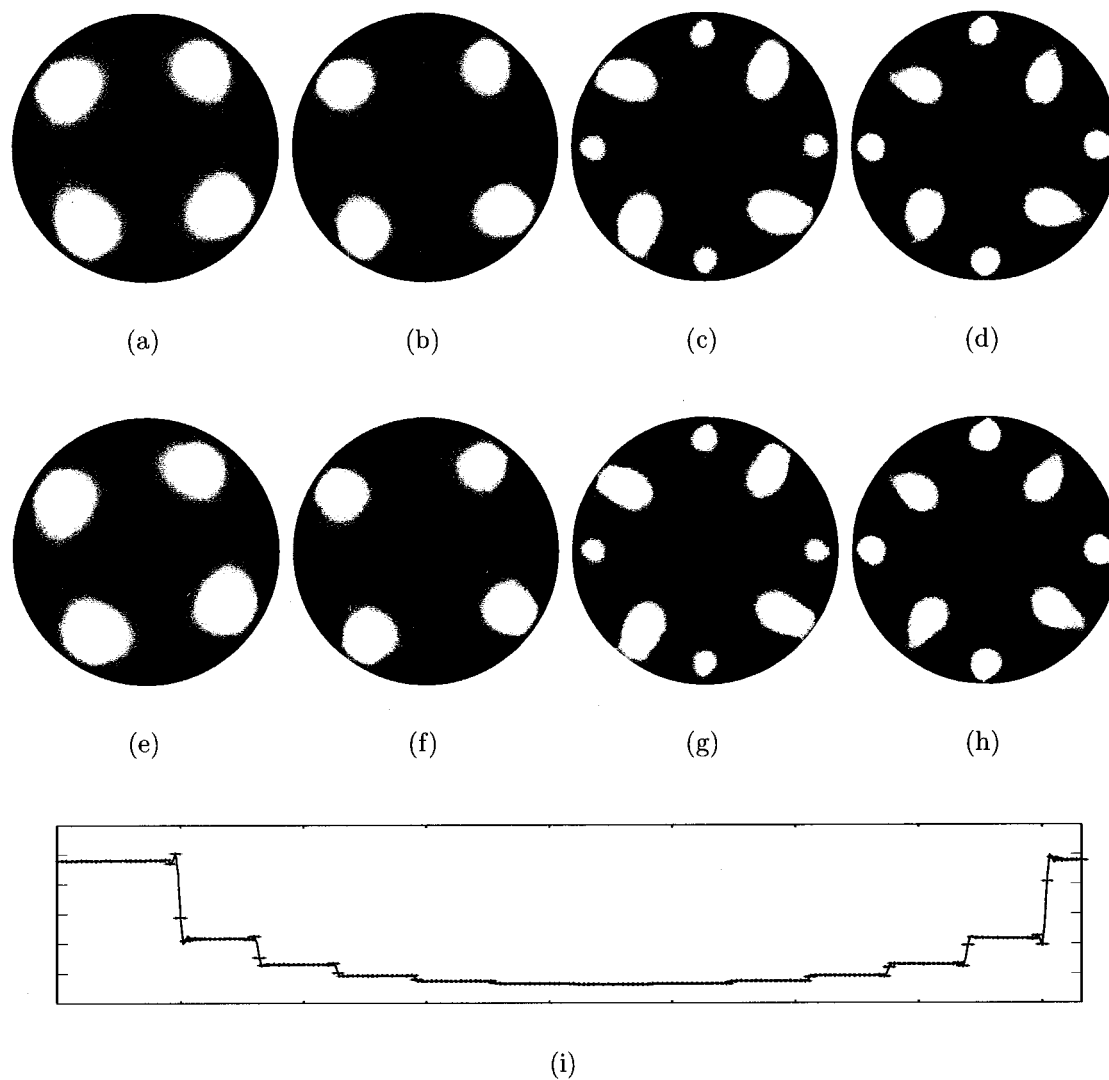


Figure 5.7 Effet de tenir compte ou non du filtre du DDC lors de la reconstruction d'images acquises à une cadence de 8.90 trames par seconde en utilisant les mesures paires. Ces images sont reconstruites en utilisant la méthode par estimateur MAP et un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante. Les images (a) à (d) ne tiennent pas compte du filtre du DDC alors que les images (e) à (h) en tiennent compte. Le facteur de bruit des images (a) et (e) est de 0.25, celui des images (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1 et (d) et (h), 2. La figure (i) présente le signal mesuré pour un milieu homogène en noir et les étoiles rouges indiquent la position des mesures paires utilisées pour la reconstruction des images (a) à (h).

sont évidemment pas filtrées. La solution qui était privilégiée auparavant consistait à prendre les mesures paires du signal composé de 416 mesures afin d'obtenir un signal de 208 mesures qui était utilisé pour la reconstruction des images. On pourrait également considérer l'utilisation des mesures impaires pour parvenir à un autre signal de 208 mesures.

La figure 5.4 présente la reconstruction de huit images du fantôme de la figure 3.7 lorsque les huit interrupteurs A à H étaient tous fermés. Ces images ont été reconstruites en utilisant les mesures impaires du signal de 416 mesures acquis à une cadence de 4.71 trames par seconde. Les images (a) à (d) ont été réalisées sans tenir compte du filtre du DDC tandis que les images (e) à (h) en tiennent compte. Les images (a) et (e) ont été obtenues pour un facteur de bruit de 0.25, (b) et (f), 0.5, (c) et (g), 1.0 et (d) et (h), 2.0. On peut constater l'effet de tenir compte du filtre du DDC pour tous les facteurs de bruit mais surtout pour les facteurs de bruit élevés. Bien qu'on puisse distinguer l'effet des huit interrupteurs dans les images lorsqu'on ne tient pas compte du filtre du DDC, leur position n'est pas aussi bien définie que lorsqu'on en tient compte.

Le figure 5.5 présente les mêmes résultats que la figure 5.4 mais en utilisant les mesures paires au lieu des mesures impaires. Dans ce cas, on peut constater que l'effet de tenir compte du filtre du DDC ou non est pratiquement négligeable. Les images obtenues dans les deux cas sont pratiquement identiques. On peut en comprendre la raison en observant les figures 5.4 (i) et 5.5 (i). Ces figures présentent en noir le signal composé de 416 mesures et par des étoiles rouges, la position des mesures impaires ou paires selon le cas établi. Dans le cas des mesures impaires (figure 5.4 (i)), on peut observer que certaines mesures sont situées dans la transition d'un plateau à un autre tandis que dans le cas des mesures paires (figure 5.5 (i)), elles sont toutes situées sur les plateaux ou à tout le moins très près de ceux-ci. Comme le signal théorique est composé de plateaux et qu'aucune

mesure n'est supposée être située dans les transitions entre les plateaux, le signal composé des mesures paires est plus près du signal théorique que le signal composé des mesures impaires. C'est pourquoi les images obtenues avec les mesures paires sont pratiquement aussi bonnes qu'on tienne compte du filtre du DDC ou non.

L'endroit où se situent les mesure paires ou impaires par rapport au signal composé de 416 mesures est fonction de la cadence d'acquisition des signaux de TIE. Pour une cadence de 4.71 trames par seconde, il semble préférable de choisir les mesures paires alors que pour d'autres cadences, il est préférable de choisir les mesures impaires. Pour certaines cadences, le choix des mesures paires ou impaires est à peu près équivalent. C'est le cas pour une cadence d'acquisition de 8.90 trames par seconde. Les figures 5.6 et 5.7 présentent la même situation que les figures 5.4 et 5.5 mais pour une cadence de 8.90 trames par seconde au lieu de 4.71. En observant les figures 5.6 (i) et 5.7 (i), on constate dans les deux cas que les mesures choisies tombent dans les transitions entre les plateaux mais pas de manière aussi importante que pour la figure 5.4 (i). On constate également que les images obtenues en tenant compte du filtre du DDC sont légèrement supérieures que ce soit en utilisant les mesures paires (figure 5.7) ou les mesures impaires (figure 5.6). L'amélioration n'est cependant pas aussi grande que dans le cas de la figure 5.4.

En conclusion, on peut dire que le fait de tenir compte du filtre du DDC fournit toujours une image de qualité comparable ou supérieure à celle qui le néglige. L'emploi de ce filtre est pratiquement gratuit en ce qui a trait au temps de calcul. Bien qu'il soit possible de s'en passer pour certaines cadences d'acquisition en choisissant les bonnes mesures (paires ou impaires), le fait de tenir compte du filtre du DDC permet de choisir l'un ou l'autre cas, puis de ne plus s'en soucier. Bref, il n'y a aucun inconvénient à tenir compte de ce filtre bien que l'effet de son usage puisse être négligeable pour certaines cadences d'acquisition.

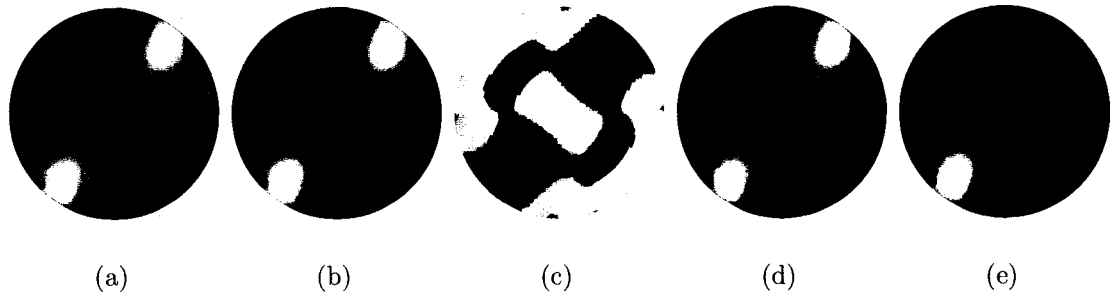


Figure 5.8 Comparaison d'images obtenues à l'aide de la méthode par estimateur MAP réel et complexe. Ces images ont été obtenues sur le fantôme de la figure 3.7 en plaçant en parallèle avec les résistances F et H un condensateur de 250 nF et une inductance de 25 μ H respectivement. Ces images sont reconstruites en utilisant un maillage de 6400 éléments dont la conductivité est constante et le facteur de bruit est de 0.5. L'image (a) est obtenue en utilisant la méthode par estimateur MAP réel alors que les images (b) à (d) sont obtenues par la méthode complexe. L'image (b) représente le module de l'impédance, l'image (c), la phase, l'image (d), la partie réelle et l'image (e), la partie imaginaire.

5.3.1.4 Reconstruction d'images complexes

La figure 5.8 présente la reconstruction d'images obtenues sur le fantôme de la figure 3.7 lorsqu'un condensateur de 250 nF et une inductance de 25 μ H étaient placés en parallèle avec les résistances correspondant aux interrupteurs F et H respectivement. L'image (a) a été obtenue en utilisant la méthode de reconstruction par estimateur MAP réel tandis que les images (b) à (e) ont été obtenues en utilisant la méthode de reconstruction par estimateur MAP complexe.

La reconstruction réelle de la figure (a) ne permet pas de distinguer l'inductance du condensateur. La figure (b), qui représente le module de l'impédance complexe, ne permet également pas de distinguer les deux composants. La figure (c) représentant la phase de l'impédance complexe permet de distinguer les deux composants. La figure (d) correspond à la partie réelle de l'impédance complexe alors que la figure (e) correspond à sa partie imaginaire. On peut constater que

l'image obtenue par estimateur MAP réel correspond en fait à la partie réelle de l'impédance complexe. La partie imaginaire de l'impédance complexe tout comme la phase permettent de distinguer aisément la position du condensateur de celle de l'inductance.

5.3.2 Méthode par filtre de Kalman

Comme la méthode par estimateur MAP est un cas particulier de la méthode par filtre de Kalman, tous les résultats de la section précédente s'appliquent également au filtre de Kalman. Ce dernier ajoute cependant la corrélation temporelle dont l'effet sera démontré dans la section suivante.

5.3.2.1 Corrélation temporelle

Les figures 5.9, 5.10 et 5.11 présentent les résultats obtenus en utilisant la méthode par filtre de Kalman avec des niveaux de corrélation temporelle différents. Elles présentent une séquence de douze images qui doit être observée de gauche à droite et de haut en bas. La première image est donc en haut à gauche alors que la douzième est située en bas à droite. Cette séquence a été obtenue en utilisant le fantôme de la figure 3.7. Aucun interrupteur n'a été fermé durant les deux premières images. Huit interrupteurs (A à H) ont ensuite été tous enfoncés pendant quatre images pour ensuite être relâchés durant les six suivantes.

On peut observer à la figure 5.9, qu'il n'y a aucune corrélation temporelle. Les perturbations correspondant aux huit interrupteurs apparaissent clairement dans les images trois à six et les huit autres images sont complètement noires. La réaction du système à tout changement de conductivité est instantanée tout comme elle le serait avec la méthode par estimateur MAP. La figure 5.10 présente un portrait un peu différent. On peut remarquer que les perturbations engendrées par les huit interrupteurs apparaissent graduellement à partir de la troisième image pour ensuite

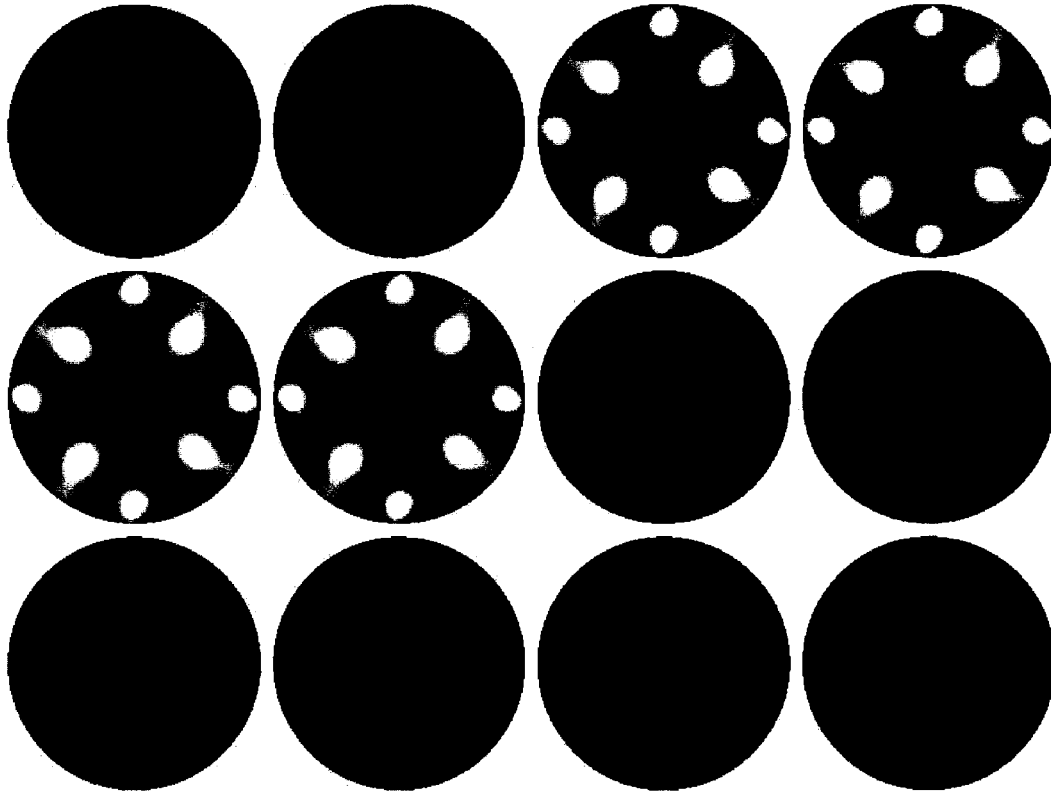


Figure 5.9 Séquence d'images obtenues en utilisant la méthode par filtre de Kalman sans corrélation temporelle. Cette série de douze images a été effectuée avec le fantôme de la figure 3.7 et doit être analysée de gauche à droite puis de haut en bas. Elle a été obtenue en utilisant $\sigma_{cs}^2 = 197.3348$ (correspondant à un facteur de bruit de deux), $\sigma_{ct}^2 = 10^{10}$ et un maillage composé de 6400 éléments. Aucun interrupteur n'est fermé dans les deux premières images puis les huit interrupteurs A à H sont tous fermés simultanément pendant quatre images pour ensuite être réouverts au cours des six dernières.

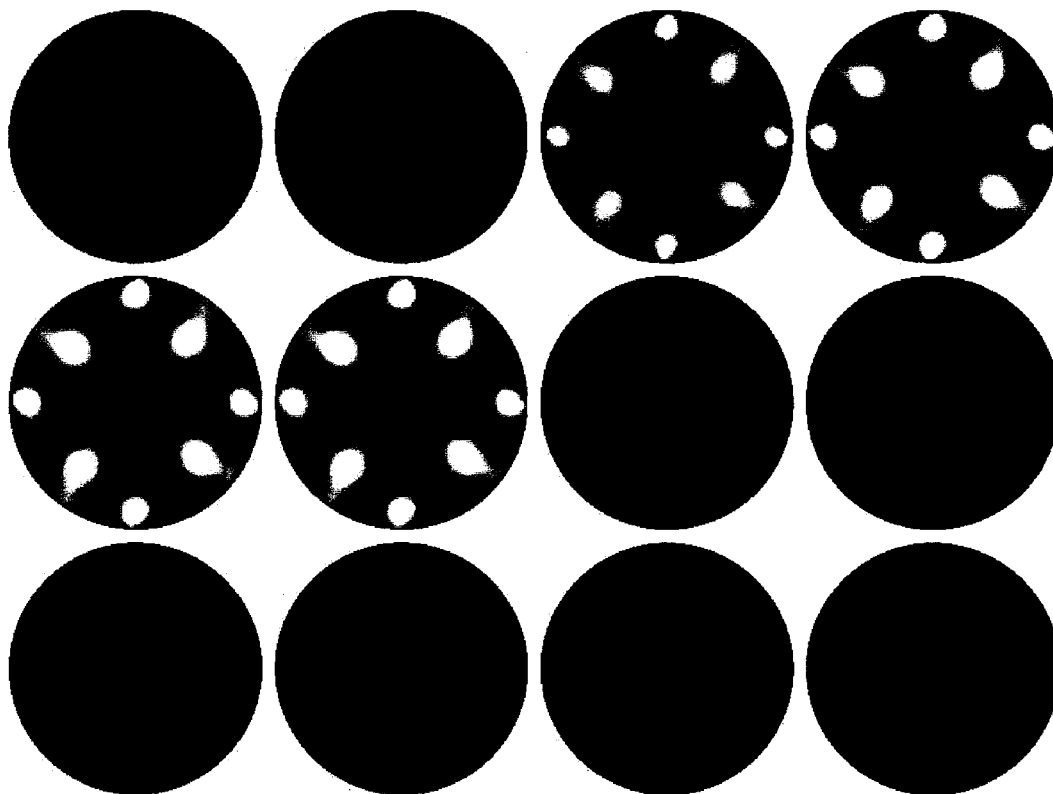


Figure 5.10 Séquence d'images obtenues en utilisant la méthode par filtre de Kalman avec une corrélation temporelle faible. Cette série de douze images a été effectuée avec le fantôme de la figure 3.7 et doit être analysée de gauche à droite puis de haut en bas. Elle a été obtenue en utilisant $\sigma_{cs}^2 = 197.3348$ (correspondant à un facteur de bruit de deux), $\sigma_{ct}^2 = 400$ et un maillage composé de 6400 éléments. Aucun interrupteur n'est fermé dans les deux premières images puis les huit interrupteurs A à H sont tous fermés simultanément pendant quatre images pour ensuite être réouverts au cours des six dernières.

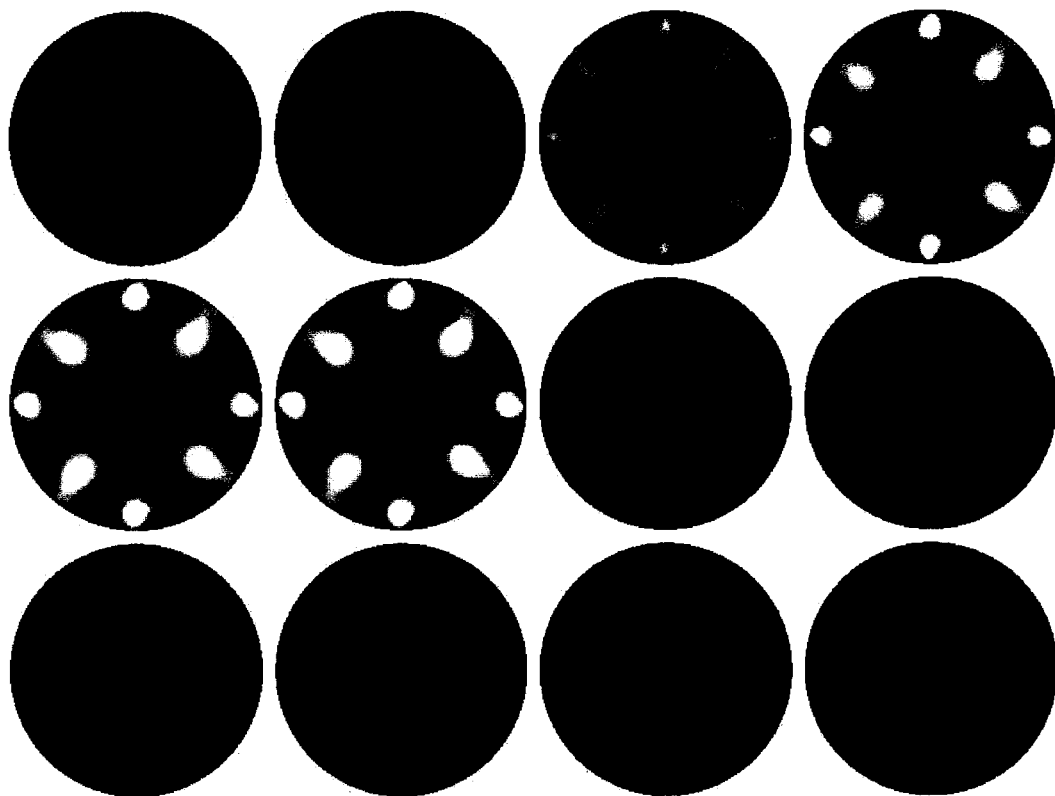


Figure 5.11 Séquence d'images obtenues en utilisant la méthode par filtre de Kalman avec une corrélation temporelle forte. Cette série de douze images a été effectuée avec le fantôme de la figure 3.7 et doit être analysée de gauche à droite puis de haut en bas. Elle a été obtenue en utilisant $\sigma_{cs}^2 = 197.3348$ (correspondant à un facteur de bruit de deux), $\sigma_{ct}^2 = 56.25$ et un maillage composé de 6400 éléments. Aucun interrupteur n'est fermé dans les deux premières images puis les huit interrupteurs A à H sont tous fermés simultanément pendant quatre images pour ensuite être réouverts au cours des six dernières.

disparaître lentement à partir de la septième image et être complètement disparues à la douzième. La figure 5.11 montre l'effet d'une corrélation temporelle encore plus prononcée. L'apparition des perturbations engendrées par les interrupteurs est encore plus graduelle tout comme leur disparition qui n'est pas encore complétée à la douzième image.

5.4 Conclusion

Quatre améliorations ont été apportées à la méthode par estimateur MAP. L'utilisation d'OpenGL^{MD} et la reconstruction sur les noeuds ont permis d'en améliorer la rapidité d'exécution. La prise en considération du filtre du DDC a pu en améliorer la résolution et offre la possibilité de tenir compte d'autres imperfections qui pourront être présentes dans de futurs systèmes. La reconstruction de conductivité complexe ouvre un nouveau champ d'exploration : la tomographie d'impédance électrique complexe.

La méthode par filtre de Kalman développée dans cette thèse généralise la méthode par estimateur MAP en y ajoutant la possibilité de tenir compte de la corrélation temporelle et de faire varier tous les paramètres du modèle à chaque instant. L'ajout de la corrélation temporelle permet d'éliminer l'effet du bruit de mesure dans les images. Il permet également d'éliminer les variations de conductivité auxquelles on ne s'intéresse pas. Il est en effet possible d'éliminer les variations de conductivité liées à l'activité cardiaque lorsqu'on s'intéresse uniquement à la respiration. Les résultats obtenus dans ce chapitre utilisaient les mêmes paramètres statistiques pour toutes les mesures et tous les triangles qui forment la distribution de conductivité. Il n'est cependant pas nécessaire qu'il en soit ainsi. Il serait possible d'imposer une corrélation temporelle plus grande dans une région que dans une autre ou de diminuer le niveau de confiance de certaines mesures par rapport aux autres. Le filtre de Kalman permet de varier ces paramètres statis-

tiques en tout instant.

Bien que la méthode par filtre de Kalman ne semble que posséder des avantages par rapport à la méthode par estimateur MAP, elle est plus difficile à mettre en oeuvre en temps réel. La méthode par estimateur MAP ne nécessite que la multiplication du vecteur représentant les mesures par une matrice de reconstruction calculée à l'avance. La méthode par filtre de Kalman nécessite quant à elle plusieurs opérations matricielles dont une inversion. Il est cependant possible de pallier ce problème en faisant l'hypothèse que les paramètres du filtre de Kalman sont constants. La reconstruction d'images se résume alors à deux multiplications et une addition matricielles. Tout comme pour l'estimateur MAP, le vecteur représentant les mesures doit être multiplié par une matrice précalculée. Pour tenir compte de la corrélation temporelle, on doit cependant lui ajouter une contribution provenant du vecteur de conductivité précédent qui doit également être multiplié par une autre matrice précalculée.

CHAPITRE 6

VALIDATION DE LA MÉTHODE

Les chapitres précédents contiennent une description du système de tomographie d'impédance électrique actuellement utilisé à l'Institut de génie biomédical. Ce système a été développé dans le but d'observer la ventilation pulmonaire. Quelques expériences *in vivo* préliminaires ont donc été réalisées pour évaluer le potentiel du présent système à atteindre cet objectif.

Ce chapitre est divisé en trois sections. La première comporte une revue de la littérature sur les expériences qui ont été réalisées dans le but de confirmer le potentiel de la TIE à évaluer la distribution régionale de la ventilation. La deuxième explique les expériences qui ont été réalisées pour valider le système TIE4 et présente les résultats alors que la dernière est une conclusion.

6.1 Revue de la littérature

Dans la littérature, on trouve de nombreux articles sur l'usage possible de la TIE pour évaluer la distribution régionale de la ventilation. Frerichs (2000) en fournit une excellente revue qui a servi de base à la rédaction de la présente section. Des expériences ont été réalisées sur des cochons, des chiens, des chèvres, des sujets normaux, des nouveau-nés et des patients souffrant de différentes pathologies respiratoires. Dans certains cas, les sujets respiraient spontanément alors que dans d'autres cas, ils étaient ventilés mécaniquement.

On peut classer les expériences en deux types. Le premier consiste à observer dans les images de TIE l'effet connu d'une pathologie ou d'une manoeuvre sur la distribution régionale de la ventilation pulmonaire. La littérature mentionne différentes pathologies (l'emphysème, le carcinome, l'effusion pleurale, le pneu-

mothorax, la bronchite et l'atélectasie) et plusieurs manoeuvres (le changement de posture, la respiration en paliers, l'inspiration et l'expiration maximales, la création de lésions pulmonaires, l'instillation de liquide, l'occlusion d'une bronchiole, les changements de paramètres du ventilateur mécanique et l'aspiration de l'effusion pleurale). Le deuxième type d'expériences consiste à effectuer une comparaison directe avec une autre méthode qui permet d'obtenir une information sur la ventilation. La TIE a donc été comparée à la spirométrie, la pléthysmographie, la radiographie thoracique, la scintigraphie pulmonaire et la tomodensitométrie.

Les résultats obtenus pour détecter des pathologies par TIE ne sont pas très convaincants alors que ceux obtenus lors de manoeuvres effectuées sur un même patient démontrent en général très bien l'effet attendu de cette manoeuvre sur la distribution régionale de la ventilation. La seule chose qu'on pourrait reprocher à ces études est le nombre limité de sujets étudiés soit moins d'une dizaine dans la majorité des cas.

Ces expériences semblent donc indiquer que la TIE est beaucoup plus appropriée pour effectuer des comparaisons chez un même individu plutôt qu'entre plusieurs individus. Comme l'affirme Frerichs (2000), l'application la plus probable de la TIE en pneumologie semble être le monitoring de la distribution régionale de la ventilation de manière non effractive au chevet du patient. Ce monitoring permettrait d'observer de manière objective les effets de toute intervention thérapeutique dont le but est d'améliorer la ventilation du patient. Frerichs (2000) affirme aussi que des études expérimentales et des essais cliniques bien menés utilisant des systèmes de TIE de haute performance seront cependant nécessaires pour favoriser la percée de cette méthode dans le monde médical.

Aucune validation expérimentale n'a été réalisée avec le système TIE4. Dans le but de confirmer les résultats des autres groupes de recherche et de valider que les performances du système TIE4 sont comparables ou meilleures que celles des

autres systèmes, deux expériences ont été réalisées : 1) l'acquisition simultanée d'images de TIE et de données spirométriques et 2) le changement de position par rapport au champ gravitationnel. Les deux sections suivantes incluent une revue de la littérature pour ces deux expériences.

6.1.1 Acquisition simultanée d'images de TIE et de données spirométriques

Le première acquisition simultanée d'images de TIE et de données spirométriques a été réalisée par Harris *et al.* (1987). Trois hommes et trois femmes en bonne santé ont participé à cette étude. Des acquisitions ont été réalisées à partir du volume résiduel jusqu'à la capacité pulmonaire totale avec un incrément de 0.5 litre. Un indice d'impédance a été calculé en effectuant la somme des pixels de l'image de TIE correspondant aux poumons. Ils ont obtenu pour tous les sujets une très forte corrélation entre les indices d'impédance calculés à partir des images de TIE et le volume mesuré par spiromètre.

Harris *et al.* (1988) ont refait une expérience similaire mais cette fois sur quatre hommes en bonne santé durant un exercice sur vélo stationnaire. Ils ont observé encore une fois une très forte corrélation (coefficient de corrélation supérieur à 0.95) entre l'indice d'impédance calculé à partir des images de TIE et le volume d'air mesuré par spirométrie. Ils ont ajouté une procédure de calibration qui consistait à faire des acquisitions allant du volume résiduel à la capacité pulmonaire totale avec un incrément de 0.7 litre. Une relation linéaire entre les deux quantités était ensuite obtenue et servait à convertir les indices d'impédance obtenus en litres. Le volume ainsi obtenu par TIE correspondait à plus ou moins 10 % de la valeur indiquée par le spiromètre. Cette erreur est en grande partie imputée par les auteurs au fait que la posture utilisée lors de la calibration n'est pas la même que lors de l'exercice.

Holder et Temple (1993) ont démontré, au cours d'une étude sur l'efficacité de la TIE à distinguer les sujets sains des patients souffrant de pathologies pulmonaires, que des corrélations linéaires significatives existaient entre l'intégrale de l'impédance d'une image de TIE et le volume d'air mesuré par spirométrie. Cette étude a porté sur quatre patients souffrant de diverses maladies pulmonaires et sur 30 sujets sains dont 19 hommes et 11 femmes.

Hahn *et al.* (1995) ont effectué des expériences sur cinq sujets normaux respirant spontanément et douze cochons ventilés mécaniquement. Leurs expériences sur les sujets normaux démontrent une forte corrélation entre les changements de volume observés par spirométrie et les variations d'impédance correspondantes. Leurs expériences sur les cochons ont démontré une relation linéaire entre le changement de volume d'air dans les poumons et l'impédance régionale thoracique avec un coefficient de corrélation variant de 0.986 à 0.999.

6.1.2 Changement de position par rapport au champ gravitationnel

Plusieurs études (Engel, 1986; Agostoni, 1986; Milic-Emili, 1986) ont démontré que la distribution régionale de la ventilation varie en fonction de la position du sujet par rapport au champ gravitationnel. La ventilation est plus grande dans les régions pulmonaires inférieures que dans les régions supérieures. De plus, elle ne se produit pas simultanément dans les régions supérieures et inférieures. Lors de l'inspiration à partir du volume résiduel, le volume des régions supérieures augmente d'abord suivi par un accroissement de celui des régions inférieures. Lors de l'expiration à partir de la capacité pulmonaire totale, le volume des régions inférieures diminue en premier suivi par une diminution de celui des régions supérieures.

Frerichs *et al.* (1996) ont réalisé une étude portant sur cinq sujets normaux au cours de laquelle ils ont acquis des images de TIE dans cinq positions : assise,

couchée sur le ventre, sur le dos et sur les côtés gauche et droit. Ils ont pu ainsi démontrer l'effet du champ gravitationnel sur la distribution régionale de la ventilation. Dans toutes les positions, les régions inférieures ventilaient plus que les régions supérieures lorsque les sujets respiraient normalement.

Hahn *et al.* (1996) ont effectué une étude similaire à la précédente sur cinq sujets normaux dans trois positions différentes : assise et couchée sur les côtés gauche et droit. Ils se sont plutôt intéressés à la dynamique de la ventilation. Ils ont obtenu des images fonctionnelles de déphasage dans lesquelles ils ont observé que les régions inférieures ventilaient avant les régions supérieures. Ils mentionnent qu'ils auraient dû comparer leurs résultats à la tomодensitométrie spiralée mais que cette dernière aurait comporté un risque pour les sujets à cause de l'exposition aux rayons X.

Frerichs *et al.* (2001) ont réalisé une série d'expériences sur sept sujets normaux dont six hommes et une femme au cours de vols paraboliques en avion. Ils ont donc pu utiliser la TIE dans des conditions de gravité normale (1 g), de microgravité (0.1 g) et d'hypergravité (1.8 g). Ces expériences ont confirmé la redistribution de la ventilation de manière préférentielle vers les régions inférieures en présence d'un champ gravitationnel. Dans le cas de la microgravité, le gradient de ventilation était absent tandis que dans le cas de l'hypergravité, il était accentué.

6.2 Expériences

Dans le but de démontrer le fonctionnement du système TIE4, trois séries d'expériences ont été réalisées : 1) essai *in vivo* sur un sujet respirant spontanément, 2) acquisition simultanée d'images de TIE et de données spirométriques et 3) changement de position par rapport au champ gravitationnel. Les résultats de ces expériences sont démontrés dans les sections suivantes.

6.2.1 Essai *in vivo* sur un sujet respirant spontanément

Dans le but de démontrer l'effet du filtre de Kalman *in vivo*, une expérience a été réalisée sur un sujet sain respirant spontanément. Un enregistrement de 250 trames de TIE a été effectué à une cadence de 21.85 trames par seconde pour une durée de 11.44 secondes. Trois séquences d'images ont par la suite été reconstruites en utilisant la méthode par filtre de Kalman avec $\sigma_{ct}^2 = 10^{10}$, 0.25 et 0.01 respectivement. Pour les trois cas, la première trame, qui correspond à la fin de l'expiration, a été choisie comme instant de référence, un maillage de 4096 éléments a été sélectionné et σ_{cs}^2 est égal à 0.2230. Ceci a permis d'illustrer l'effet de la corrélation temporelle dans des images de TIE obtenues *in vivo*.

La figure 6.1 fait voir la séquence de 250 images pour le cas où la corrélation temporelle est pratiquement inexistante. La figure 6.2 montre une version agrandie de la 34^e image de la figure 6.1. Cette image correspond au maximum de l'inspiration du sujet. La figure 6.3 pour sa part présente la variation de la conductivité dans le temps pour le noeud du maillage indiqué par un astérisque rouge dans la figure 6.2. Les variations de conductivité y sont représentées en unités arbitraires de conductivité (UAC). Les trois courbes donnent la variation de conductivité du même noeud mais pour des valeurs différentes de σ_{ct}^2 . La courbe en noir s'applique pour le cas où il n'y a pratiquement aucune corrélation temporelle et on peut observer que cette courbe est contaminée par un bruit important. La courbe en rouge correspond à une augmentation de la corrélation temporelle dans le filtre de Kalman. On y voit que le bruit est grandement atténué mais aussi que le filtre prend un certain temps à s'initialiser. L'initialisation occupe les 20 premières trames environ et est reflétée par le fait que la courbe rouge met un certain temps à rattraper la courbe noire. La courbe bleue a été obtenue en augmentant encore plus la corrélation temporelle. On peut remarquer qu'elle est encore plus lisse que la courbe rouge. Elle comporte cependant un retard sur la courbe en noir qui

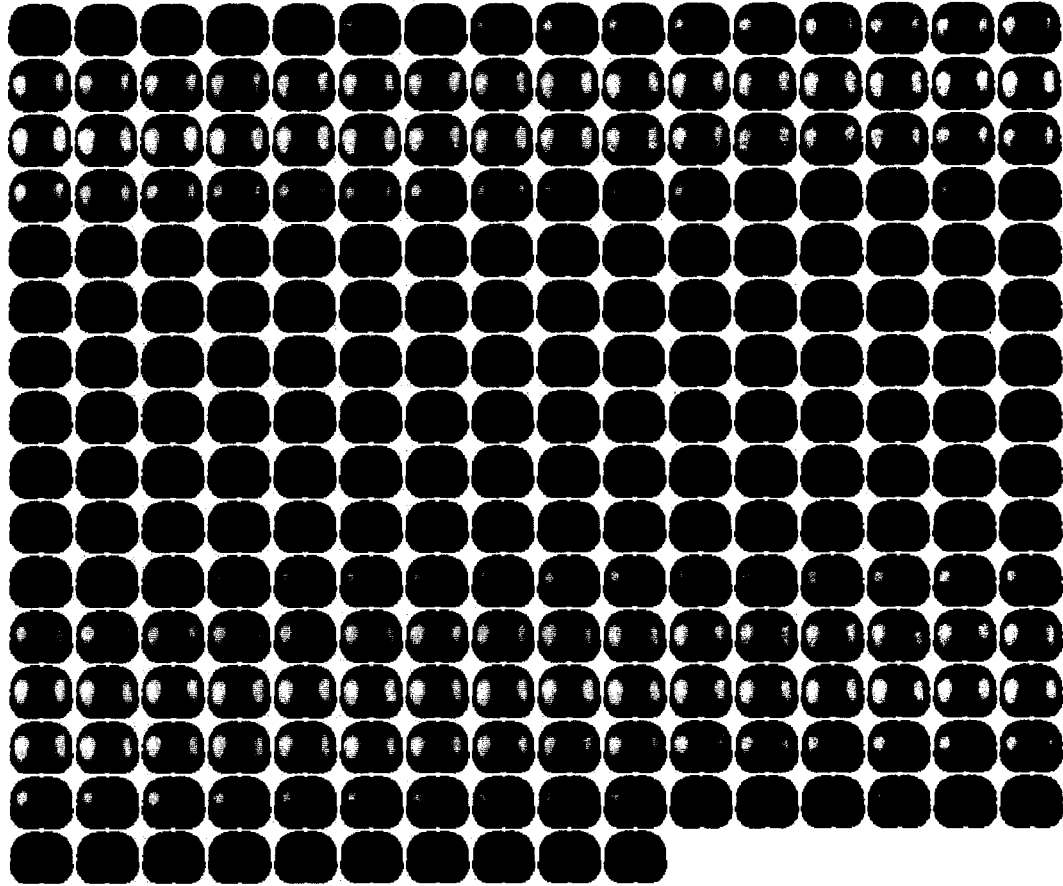


Figure 6.1 Séquence d'images *in vivo* obtenue en utilisant la méthode par filtre de Kalman sans corrélation temporelle. Cette série de 250 images a été obtenue à 21.85 trames par seconde sur un sujet respirant spontanément en position debout et doit être analysée de gauche à droite puis de haut en bas. Elle a été obtenue en utilisant $\sigma_{cs}^2 = 0.2230$ (correspondant à un facteur de bruit de 0.25), $\sigma_{ct}^2 = 10^{10}$ et un maillage composé de 4096 éléments.

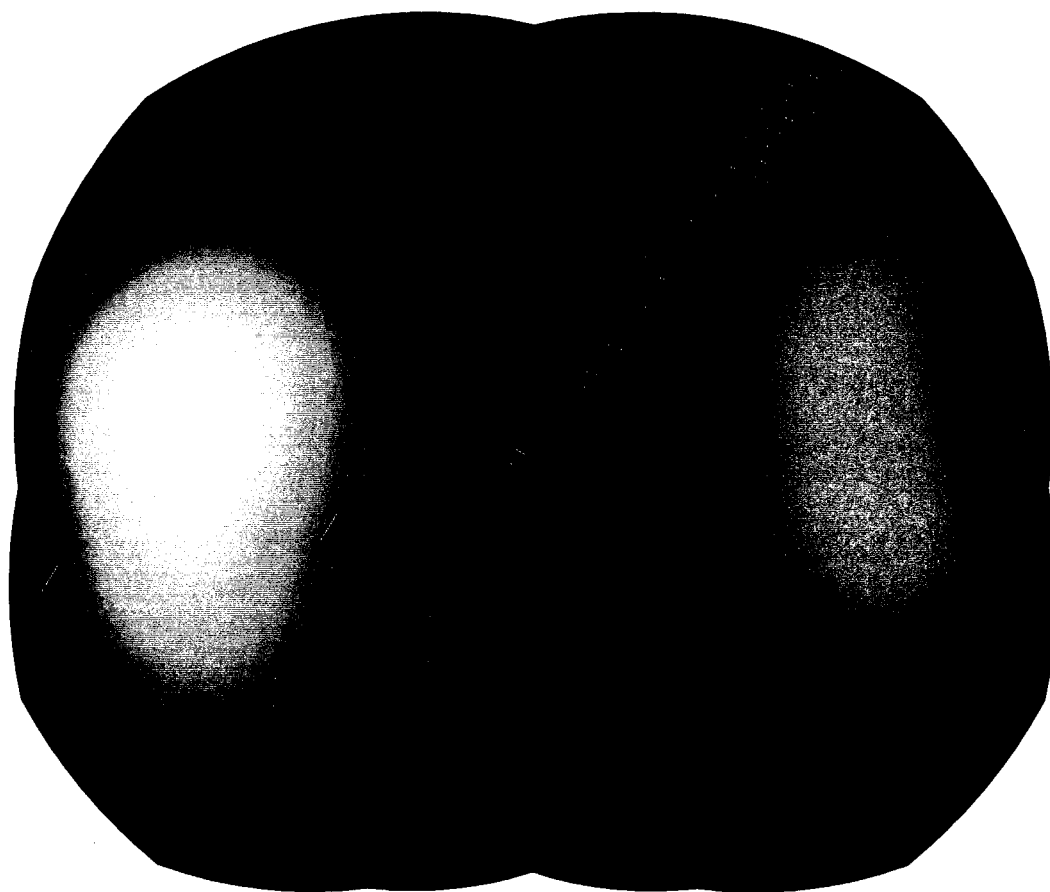


Figure 6.2 Image extraite de la séquence d'images de la figure 6.1. La 34^e image de la séquence de la figure précédente a été choisie car elle représente le maximum de l'inspiration. Un astérisque rouge dans la partie de l'image correspondant au poumon droit indique la position du noeud du maillage qui a été utilisé pour tracer les signaux de la figure 6.3.

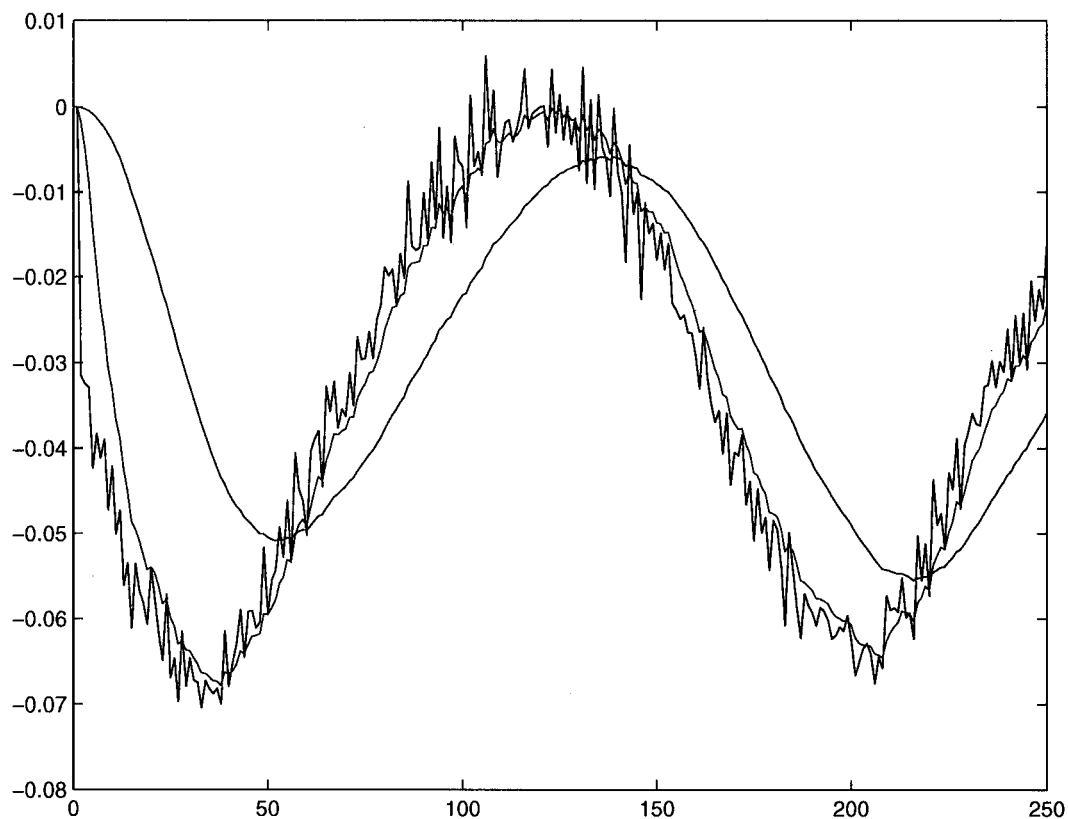


Figure 6.3 Effet du filtre de Kalman *in vivo*. Cette figure présente la variation en fonction du temps de la conductivité du noeud indiqué par un astérisque rouge dans la figure 6.2 pour une séquence de 250 images. Les variations de conductivité sont représentées en unités arbitraires de conductivité (UAC). La courbe en noir représente le cas illustré par la séquence d'images de la figure 6.1 alors que $\sigma_{ct}^2 = 10^{10}$. Celle en rouge vaut pour le cas où $\sigma_{ct}^2 = 0.25$ tandis que celle en bleu est établie avec $\sigma_{ct}^2 = 0.01$.

est typique de l'effet d'un filtre de Kalman lorsqu'on utilise une forte corrélation temporelle. Il existe donc un compromis entre le niveau d'atténuation du bruit qu'on souhaite obtenir et le retard qu'on est prêt à tolérer.

6.2.2 Acquisition simultanée d'images de TIE et de données spirométriques

Pour effectuer la comparaison de la TIE avec des données spirométriques, un spiromètre *PC-Flow modèle 3350* de la compagnie *Spirometrics* (Gray, Maine, USA) a été choisi car il s'interface facilement à un PC au moyen d'un port sériel. Un module MEMTA (chapitre 4) a été programmé dans le but de recevoir les données du spiromètre et de les sauvegarder simultanément avec celles de TIE. Les données transmises représentent le débit d'air expiré et sont échantillonnées sur 12 bits à une fréquence de 150 Hz. Ces données sont ensuite intégrées numériquement pour obtenir le volume d'air expiré.

La figure 6.4 montre les résultats obtenus pour un cycle respiratoire sur un sujet respirant spontanément en position debout. La figure du haut présente la relation entre le volume d'air expiré mesuré par le spiromètre (en litres) et la variation de conductivité obtenue par TIE (en unités arbitraires de conductivité). La variation de conductivité a été obtenue en reconstruisant d'abord les images de TIE à l'aide de la méthode de reconstruction MAP avec un maillage de 4096 éléments et un facteur de bruit de 0.25. La conductivité moyenne de chaque image a ensuite été calculée pour chaque instant de la séquence. La courbe en rouge correspond à une approximation linéaire de la courbe en bleu obtenue par la méthode des moindres carrés. La figure du bas permet de voir, en rouge, la variation de la conductivité moyenne en fonction du temps et, en noir, le volume expiré mesuré par le spiromètre mais converti en unités arbitraires de conductivité au moyen de l'ajustement linéaire calculé précédemment.

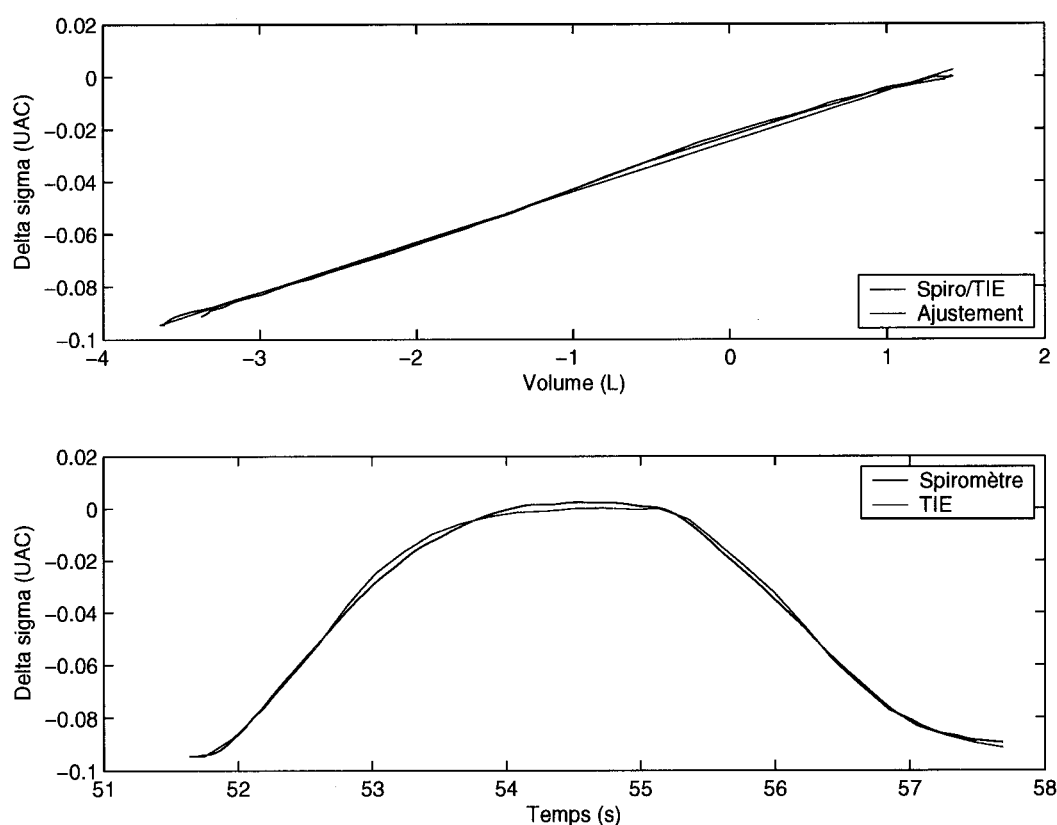


Figure 6.4 Comparaison entre la TIE et la spirométrie sur un sujet debout. La figure du haut présente en abscisse le volume expiré mesuré par spirométrie et en ordonnée la variation de conductivité moyenne dans les images de TIE. La courbe en bleu correspond aux mesures obtenues pour un cycle respiratoire alors que la courbe en rouge représente le meilleur ajustement linéaire effectué sur la courbe en bleu. La figure du bas donne en rouge la variation de la conductivité moyenne observée en fonction du temps pour un cycle respiratoire. On peut voir en noir le volume d'air expiré mesuré par spiromètre mais converti en unités arbitraires de conductivité à l'aide de l'ajustement linéaire du haut.

On peut observer dans cette figure que la corrélation est très grande entre les signaux obtenus par spirométrie et ceux obtenus par TIE. Le coefficient de corrélation est de 0.9965 pour le cycle respiratoire présenté dans la figure et il est supérieur à 0.99 pour tous les cycles respiratoires qui ont été enregistrés sur le sujet. Ces résultats préliminaires tendent donc à confirmer ceux obtenus par Harris *et al.* (1987, 1988); Holder et Temple (1993); Hahn *et al.* (1995).

6.2.3 Changement de position par rapport au champ gravitationnel

Pour démontrer l'effet de la position du sujet par rapport au champ gravitationnel sur la distribution régionale de la ventilation, deux acquisitions comme celles de la section précédente ont été réalisées mais en position couchée au lieu de debout. La figure 6.5 correspond à une première acquisition effectuée lorsque le sujet est couché sur le côté droit alors que la figure 6.6 vaut pour le cas où il est couché sur le côté gauche.

La courbe en noir montre, en fonction du temps, le débit d'air expiré tel que mesuré par le spiromètre durant un cycle respiratoire. Les courbes en bleu et en rouge expriment pour leur part la variation de conductivité moyenne pour les régions gauche et droite du thorax. Les images de TIE reconstruites ont donc été divisées en une partie gauche et une partie droite et la moyenne de chacune de ces parties a été calculée. Ces valeurs ont ensuite été ajustées linéairement sur le signal du spiromètre par la méthode des moindres carrés afin de pouvoir les représenter sur la même échelle et ainsi voir la relation temporelle qui existe entre chacun de ces signaux.

En observant la figure 6.5, on peut remarquer que l'inspiration s'effectue d'abord dans la partie gauche du thorax qui correspond à la partie supérieure des poumons par rapport au champ gravitationnel. Ensuite les parties inférieures (le côté droit) entrent en jeu. Lors de l'expiration, le contraire se produit, les parties inférieures

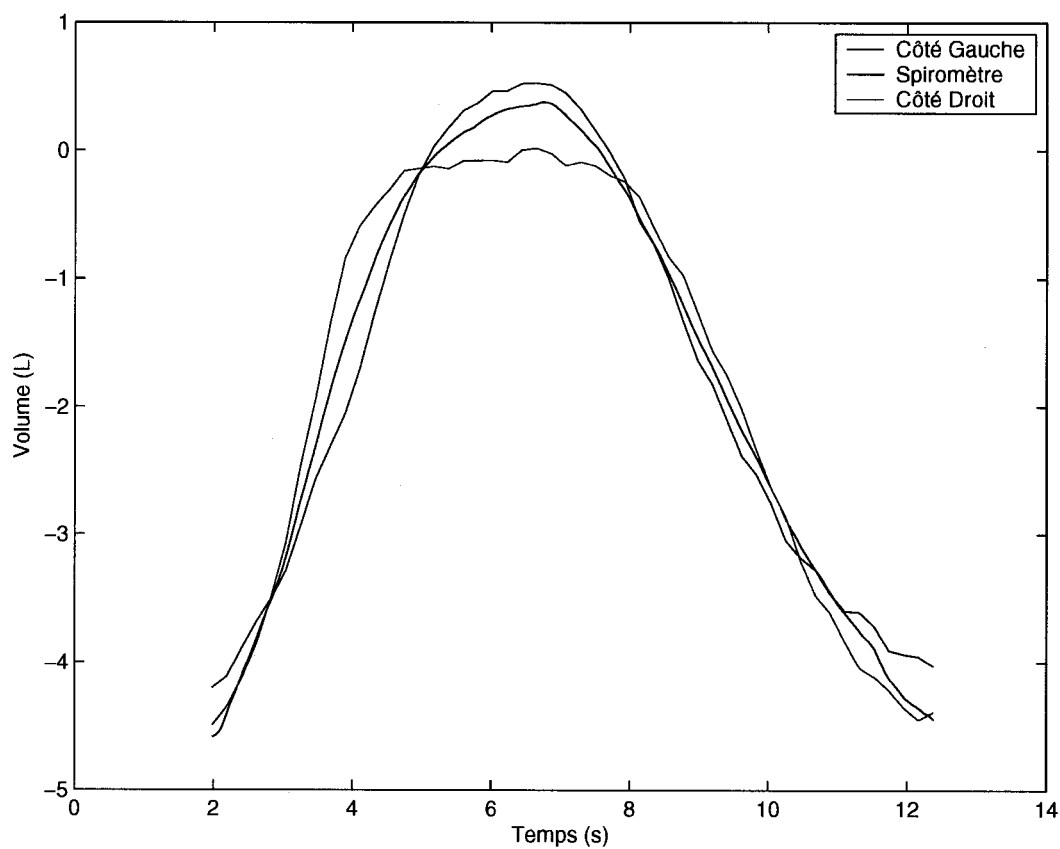


Figure 6.5 Comparaison entre la TIE et la spirométrie sur un sujet couché sur le côté droit. La courbe en noir représente, en fonction du temps, le volume expiré mesuré par spiromètre durant un cycle respiratoire. Les courbes en bleu et en rouge représentent respectivement les variations de la conductivité moyenne du côté gauche et du côté droit dans les images de TIE. Les données de TIE ont été ajustées linéairement sur les données de spirométrie.

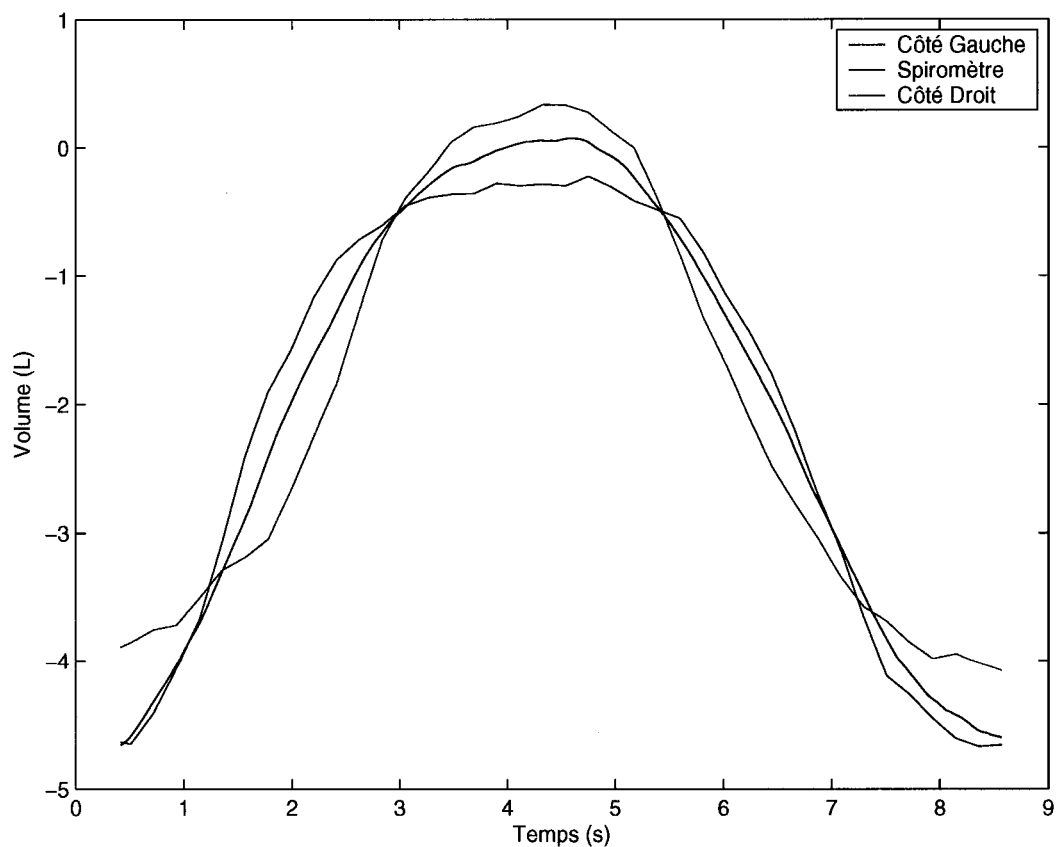


Figure 6.6 Comparaison entre la TIE et la spirométrie sur un sujet couché sur le côté gauche. La courbe en noir représente, en fonction du temps, le volume expiré mesuré par spiromètre durant un cycle respiratoire. Les courbes en bleu et en rouge représentent respectivement les variations de la conductivité moyenne du côté gauche et du côté droit dans les images de TIE. Les données de TIE ont été ajustées linéairement sur les données de spirométrie.

(le côté droit) sont d'abord recrutées et les parties supérieures suivent ensuite. Cela se traduit par l'effet de saturation qu'on peut observer sur le signal rouge (côté droit) au moment de la pleine expiration. Les mêmes phénomènes peuvent être observés dans la figure 6.6, mais cette fois la courbe en rouge (côté droit) se comporte comme la courbe en bleu (côté gauche) de la figure 6.5 et vice versa puisque le sujet est maintenant couché sur le côté gauche. Ces observations sont en parfait accord avec les observations documentées dans les traités de physiologie respiratoire (Engel, 1986; Agostoni, 1986; Milic-Emili, 1986).

6.3 Conclusion

Les expériences de la section précédente démontrent le potentiel du système actuel de TIE à fournir de l'information sur la distribution régionale de la ventilation. La comparaison avec un spiromètre a montré que les variations de conductivité observées sont proportionnelles aux volumes d'air expiré. L'observation des effets d'un changement de position sur la distribution régionale de la ventilation fait valoir le potentiel d'obtenir une information régionale sur la ventilation.

Bien que la réussite de ces expériences préliminaires soit nécessaire à la démonstration des capacités de la TIE, elles sont bien loin d'être suffisantes. Les résultats montrés ici n'ont été obtenus que sur un seul sujet. Ces mêmes résultats devront être validés sur un échantillon de sujets plus nombreux et représentatif de la population en termes de sexes, de poids, d'âges, de grandeurs, etc. Ce genre de test est justement un des objectifs principaux du projet de maîtrise de Nicolas Coulombe.

Une fois ces essais réalisés sur des sujets normaux, des tests devront être réalisés sur des patients souffrant de pathologie ou subissant des interventions qui ont un effet connu sur la distribution régionale de la ventilation. Ces tests permettront de savoir si la TIE est apte à visualiser et quantifier les changements attendus dans la

distribution régionale de la ventilation. Par la suite, on pourra passer à des tests de comparaisons directes à d'autres méthodes comme la scintigraphie pulmonaire ou la tomодensitométrie spiralée. Le choix logique serait alors de réaliser des acquisitions de TIE sur des patients qui doivent passer ces tests pour des raisons médicales afin d'éviter d'exposer inutilement à des radiations des gens qui n'auraient normalement pas à subir de tels examens.

CHAPITRE 7

CONCLUSION

Ce chapitre de conclusion est divisé en trois sections. La première résume les contributions originales qui sont décrites dans cette thèse. La seconde discute de l'atteinte des objectifs spécifiques qui ont été définis dans le chapitre d'introduction tandis que la dernière situe les résultats obtenus en perspective par rapport à l'objectif plus général du laboratoire de l'Institut de génie biomédical (IGB).

7.1 Résumé des contributions

L'appareil de TIE actuel résulte du développement de deux nouvelles générations d'électrodes actives, ce qui a permis de réaliser des gains importants par rapport à la précision des mesures qui est maintenant de 99.7 % versus 89 % pour l'ancien système. Ce nouveau système résout également le problème d'encombrement du patient en permettant l'acquisition de données lorsque ce dernier est alité. La chaîne d'acquisition des données du système a été modélisée et se comporte principalement comme un filtre passe-bas. Une procédure systématique pour évaluer les performances d'un système de TIE a été mise au point.

Une méthode générale pour obtenir un fantôme de résistances représentant un milieu de forme et de distribution de conductivité arbitraires a été développée. Elle permet de concevoir des fantômes dont le réalisme est plus grand que ceux décrits dans la littérature tout en produisant un signal de tension facilement prévisible. L'effet de la tolérance des résistances utilisées a été quantifié lors de l'évaluation des performances d'un système de TIE. Cette méthode est fondée sur des bases mathématiques solides qui faciliteront sa généralisation à la conception de fantômes

tridimensionnels ou de fantômes représentant des distributions d'impédances complexes.

Une architecture de programmation appelée MEMTA a été développée. Elle permet d'exploiter au maximum les ressources d'un PC moderne par l'utilisation implicite de plusieurs processus légers et la gestion optimale des cycles de CPU. De plus, sa modularité facilite la réutilisation du code et son remplacement par une version plus récente ou simplement mieux adaptée à un problème spécifique. Cette architecture contribue grandement au fait que le système de TIE actuel fonctionne en temps réel et garantit une transition facile vers de nouvelles générations d'appareil de TIE, d'algorithme de reconstruction, de méthode d'affichage, etc.

L'algorithme de reconstruction MAP utilisé auparavant a été amélioré afin de permettre sa mise en oeuvre en temps réel et de compenser les effets engendrés par les imperfections de l'appareil de mesure dans les images reconstruites. Un algorithme de reconstruction utilisant un filtre de Kalman a été développé. Il a été démontré que ce nouvel algorithme est une généralisation du précédent qui permet de tenir compte de la corrélation temporelle présente dans une séquence d'images de TIE. Tous les paramètres de ce nouvel algorithme peuvent être modifiés à tout instant.

Une validation expérimentale a été réalisée en comparant les données obtenues par TIE à celles obtenues par un spiromètre. Une relation linéaire a été observée sur un sujet entre la conductivité moyenne d'une séquence d'images de TIE et le volume expiré mesuré par spirométrie. Tel que décrit dans la littérature, des variations ont été observées qualitativement dans la distribution régionale de la ventilation sur un sujet en position couchée sur les côtés droit et gauche.

7.2 Atteinte des objectifs spécifiques

Deux objectifs spécifiques ont été mentionnés dans l'introduction de cette thèse :

1) *améliorer les performances et la convivialité du système de TIE existant à tous les niveaux*, et 2) *développer des méthodes pour estimer les performances du système au moyen de fantômes et de validations in vivo*.

Le premier objectif mentionne l'amélioration des performances. La précision du nouveau système est plus grande que celle du précédent. Le nouveau système fonctionne en temps réel à une cadence d'environ 24 images par seconde alors que le précédent ne fournissait que des images en temps différé. Cela est dû en grande partie à l'utilisation de MEMTA comme architecture de programmation. La qualité des images est également supérieure grâce à la compensation pour les imperfections du système de TIE et à l'utilisation d'OpenGL pour lisser les images. Le nouvel algorithme de reconstruction par filtre de Kalman permet de réduire le bruit présent dans les images en utilisant la corrélation temporelle.

En vue d'améliorer la convivialité du système, la troisième génération d'électrodes actives permet l'acquisition de données sur un patient alité grâce à la réduction de l'encombrement de ce dernier. L'utilisation de MEMTA a rendu possible la conception d'une interface graphique très efficace, qui est beaucoup plus simple à utiliser que la précédente. Il est également beaucoup plus facile maintenant d'ajouter de nouvelles fonctionnalités au système. Le passage d'une génération d'appareil de TIE à une autre est grandement simplifié puisque la réécriture de code est réduite à sa plus simple expression : la couche d'abstraction du matériel.

Pour ce qui est du deuxième objectif, soit l'estimation des performances du système, la mise au point d'une méthode pour concevoir des fantômes dont la forme et la distribution de conductivité sont arbitraires a permis de réaliser un fantôme qui peut être utilisé pour évaluer les performances d'un système de TIE de manière objective. L'intégration d'un module MEMTA qui contrôle un spiromètre

permet de comparer quantitativement la TIE au volume d'air expiré mesuré par le spiromètre en temps réel. Le test de changement de positions par rapport au champ gravitationnel a permis de démontrer qualitativement que la TIE permet d'observer des variations de la distribution régionale de la ventilation.

7.3 Atteinte de l'objectif général

Les travaux décrits dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre d'un projet de l'IGB dont l'objectif est d'utiliser la tomographie d'impédance électrique pour évaluer la distribution régionale de la ventilation au chevet des patients, en temps réel et de manière non effractive.

Les réalisations décrites dans cette thèse contribuent grandement à s'approcher de cet objectif pour ce qui est des performances et de la convivialité. Il serait possible d'améliorer davantage les performances en optimisant l'électronique pour obtenir une précision accrue, un meilleur rapport signal sur bruit et une plus grande cadence d'images. Les performances du système actuel sont cependant suffisantes pour réaliser l'objectif mentionné précédemment. Le système fonctionne en temps réel à une cadence d'environ 24 images par seconde et de manière non effractive.

Les tests préliminaires réalisés sur un sujet démontrent qu'il existe une relation linéaire entre les variations de conductivité moyenne et le volume d'air expiré. Bien que ces résultats soient encourageants, ils devront être confirmés sur un ensemble de sujets plus grand et plus représentatif de la population en termes de sexes, d'âges, de grandeurs, de poids, etc. Nous pourrions alors déduire que notre système de TIE permet d'évaluer quantitativement la ventilation globale. Ceci ne constituera que la première étape car l'objectif fixé est d'évaluer la distribution régionale de la ventilation.

L'étape suivante consistera donc à valider le système de TIE par rapport à des méthodes qui fournissent la distribution régionale de la ventilation comme la

scintigraphie pulmonaire, la tomodensitométrie spiralée ou la résonance magnétique nucléaire. Ces comparaisons pourront être effectuées sur des patients qui doivent passer ces tests pour des raisons médicales afin d'éviter d'exposer inutilement à des radiations des gens qui n'auraient pas à subir de tels examens.

Bien que les performances et la convivialité du système soient suffisantes pour entreprendre des essais *in vivo*, certaines améliorations peuvent encore être réalisées. La prochaine génération de l'appareil utilisera un port USB pour communiquer avec le PC. Ceci permettra de sortir tous les composants à l'extérieur du PC augmentant ainsi le rapport signal sur bruit. Cela permettra également d'utiliser un ordinateur portable qui occupera beaucoup moins d'espace que le PC actuel. La pose de dix-sept électrodes autoadhésives sur le patient s'avère un peu fastidieuse. La conception d'une ceinture d'électrodes remplaçant ces dernières serait souhaitable pour améliorer la convivialité du système.

Dans cette thèse, la tomographie d'impédance électrique a été réalisée en appliquant des courants sinusoïdaux au moyen d'électrodes situées sur un seul plan en utilisant une seule fréquence d'excitation. Bien que cette configuration soit suffisante pour fournir de l'information sur la distribution régionale de la ventilation, on trouve de plus en plus dans la littérature d'articles sur la TIE qui mentionnent l'utilisation de plusieurs plans d'électrodes, de plusieurs fréquences d'excitation ou de bobines, au lieu d'électrodes, pour induire les courants. Le système actuel ne permet pas de tester de telles configurations mais il serait intéressant à l'avenir de les étudier pour voir quel type d'information additionnelle elles pourraient apporter sur la ventilation pulmonaire.

BIBLIOGRAPHIE

- ADLER, A. (1995). *Measurement of Pulmonary Function with Electrical Impedance Tomography*. Thèse de doctorat, École Polytechnique-Université de Montréal.
- ADLER, A., AMYOT, R., GUARDO, R., BATES, J. et BERTHIAUME, Y. (1997). Monitoring changes in lung air and liquid volumes with electrical impedance tomography. *Journal of Applied Physiology*, 83(5):1762–1767.
- ADLER, A. et GUARDO, R. (1994). A neural network image reconstruction technique for electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 13(4):594–600.
- ADLER, A., SHINOZUKA, N., BERTHIAUME, Y., GUARDO, R. et BATES, J. (1998). Electrical impedance tomography can monitor dynamic hyperinflation in dogs. *Journal of Applied Physiology*, 84(2):726–732.
- AGOSTONI, E. (1986). Mechanics of the pleural space. *Handbook of Physiology, Section 3: The respiratory system*, chapitre 30, pages 531–559, American Physiological Society.
- AVIS, N. et BARBER, D. (1992). Adjacent or polar drive ?: Image reconstruction implications in electrical impedance tomography systems employing filtered back projection. *Proceedings of 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1689–1690.
- AVIS, N. et BARBER, D. (1993). Extensions to the Sheffield filtered back projection algorithm to reconstruct any bipolar drive data. *Proceedings of 15th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 78–79.

- BARBER, D., BROWN, B. et AVIS, N. (1992). Image reconstruction in electrical impedance tomography using filtered back projection. *Proceedings of 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1691–1692.
- BARBER, D. C. et BROWN, B. H. (1984). Applied potential tomography. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 17:723–733.
- BEARDSLEY, T. (1999). Seeing the breath of life. *Scientific American*, pages 33–34.
- BROWN, B. (1993). Review of EIT systems available for medical use. *Clinical and physiological applications of electrical impedance tomography*, chapitre 3, pages 41–45, UCL Press.
- BROWN, B., SINTON, A., BARBER, D., LEATHARD, A. et MCARDLE, F. (1992). Simultaneous display of lung ventilation and perfusion on a real-time EIT system. *Proceedings of 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1710–1711.
- BROWN, B. H. (1990). A rigid constant-perturbation phantom. *Abstracts from the European Community Workshop on Phantoms for Electrical Impedance Tomography*.
- CENDES, Z. J., SHENTON, D. et SHAHNASSER, H. (1983). Magnetic field computation using Delaunay triangulation and complementary finite element methods. *IEEE Transactions on Magnetics*, MAG-19(6):2551–2554.
- CHENEY, M. et ISAACSON, D. (1992). Distinguishability in impedance imaging. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-39(8):852–860.

- CHENEY, M., ISAACSON, D., SOMERSALO, E., ISAACSON, E. et COFFEY, E. (1991). A layer-stripping reconstruction algorithm for impedance imaging. *Proceedings of 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 3–4.
- CHENG, K., CHEN, B. et TONG, H. (1996). Electrical impedance image reconstruction using the genetic algorithm. *Proceedings of 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 18:768–769.
- COLE, K. (1940). Permeability and impermeability of cell membranes for ions. *Cold Spring Harbor Symp. Quant. Biol.*, 8:110–122.
- DALZIEL, C. F. (1972). Electric shock hazard. *IEEE Spectrum*, 9(2):41–50.
- DE MUNCK, J., FAES, T. et HEETHAAR, R. (1998). A parametric method for the EIT inverse problem. *X-ICEBI*, pages 293–296.
- ENGEL, L. (1986). Dynamic distribution of gas flow. *Handbook of physiology, Section 3: The respiratory system*, chapitre 32, pages 575–592, American Physiological Society.
- EYUBOGLU, B., ONER, A., BAYSAL, U., BIBER, C., KEYF, A., YILMAZ, U. et ERDOGAN, Y. (1995). Application of electrical impedance tomography in diagnosis of emphysema— a clinical study. *Physiological Measurement*, 16:A191–A211.
- FRERICHS, I. (2000). Electrical impedance tomography (EIT) in applications related to lung and ventilation: a review of experimental and clinical activities. *Physiological Measurement*, 21:R1–R21.

- FRERICHS, I., DUDYKEVYCH, T., HINZ, J., BODENSTEIN, M., HAHN, G. et HELDIGE, G. (2001). Gravity effects on regional lung ventilation determined by functional EIT during parabolic flights. *Journal of Applied Physiology*, 91:39–50.
- FRERICHS, I., HAHN, G., KLEYER, M. et HELDIGE, G. (1996). Gravity-dependent phenomena in lung ventilation determined by functional EIT. *Physiological Measurement*, 17:A149–A157.
- FRERICHS, I., HAHN, G., SCHIFFMANN, H., BERGER, C. et HELDIGE, G. (1998). A new approach in monitoring regional lung function by functional EIT during assisted ventilation. *X-ICEBI*, pages 467–470.
- GAGNON, H. (1997). *Application de la tomographie d'impédance électrique à la résolution du problème inverse en électrocardiographie*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique-Université de Montréal.
- GLIDEWELL, M., NG, K. et HENSEI, E. (1991). A combinatorial optimization approach as a pre-processor for impedance tomography. *Proceedings of 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1–2.
- GOUSSARD, Y. (2002). *Traitement de signaux biomédicaux*. Notes du cours GBM 6103: Applications médicales de l'informatique, École Polytechnique de Montréal.
- GRIFFITHS, H. (1988). A phantom for electrical impedance tomography. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 9 (Suppl. A):15–20.
- GRIFFITHS, H. (1995). A Cole phantom for EIT. *Physiological Measurement*, 16:A29–A38.

- HAHN, G., BEER, M., FRERICHS, I., DUDYKEVYCH, T., SCHRÖDER, T. et HELLIGE, G. (2000). A simple method to check the dynamic performance of electrical impedance tomography systems. *Physiological Measurement*, 21:53–60.
- HAHN, G., FRERICHS, I., KLEYER, M. et HELLIGE, G. (1996). Local mechanics of the lung tissue determined by functional EIT. *Physiological Measurement*, 17:A159–A166.
- HAHN, G., SIPINKOVÁ, I., BAISH, F. et HELLIGE, G. (1995). Changes in the thoracic impedance distribution under different ventilatory conditions. *Physiological Measurement*, 16:A161–A173.
- HARRIS, N., BROWN, B. et BARBER, D. (1992). Continuous monitoring of lung ventilation with electrical impedance tomography. *Proceedings of 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1754–1755.
- HARRIS, N., SUGGETT, A., BARBER, D. et BROWN, B. (1987). Applications of applied potential tomography (APT) in respiratory medicine. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8:A155–A165.
- HARRIS, N., SUGGETT, A., BARBER, D. et BROWN, B. (1988). Applied potential tomography: a new technique for monitoring pulmonary function. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 9:A79–85.
- HOLDER, D. et TEMPLE, A. (1993). Effectiveness of the Sheffield EIT system in distinguishing patients with pulmonary pathology from a series of normal subjects. *Clinical and physiological applications of electrical impedance tomography*, chapitre 31, pages 277–298, UCL Press.
- HOLDER, D. S., HANQUAN, Y. et RAO, A. (1995). Some practical biological

- objects for calibrating multifrequency EIT systems in liquid filled tanks. *Proceedings IX ICEBI, Heidelberg, Allemagne.*
- HUA, P., WOO, E. J., WEBSTER, J. G. et TOMPKINS, W. J. (1992). Improved methods to determine optimal currents in electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 11(4):488–495.
- JANSE, A., VONK NOORDEGRAAF, A., MARCUS, J. T., HEETHAAR, R. M., POSTMUS, P. E., FAES, T. J. C. et DE VRIES, P. M. J. M. (1996). A validation study of stroke volume measurement by means of electrical impedance tomography. *Proceedings of the IEEE 18th Annual International Conference on Engineering in Medicine and Biology.*
- JOHNSON, D. E., JOHNSON, J. R. et HILBURN, J. L. (1989). *Electric Circuit Analysis*. Prentice-Hall.
- JOSSINET, J. et TRILLAUD, C. (1990). A high contrast dual frequency multi-electrodes system for electrical impedance tomography. *Proceedings of the 3rd European Community Workshop on Electrical Impedance Tomography*, pages 144–149.
- KAIPPIO, J., SOMERSALO, E., KARJALAINEN, P. et VAUHKONEN, M. (1997). Recursive estimation of fast impedance changes in electrical impedance tomography and a related problem. *SPIE-97: Computational, experimental and numerical methods for solving ill-posed inverse imaging problems*, pages 208–216.
- KIEFFEL, R., SCHNEIDER, I. et JENNINGS, D. (2000). Synthesis of a digitally controlled impedance element. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 38:395–400.
- KIM, Y., WEBSTER, J. et TOMPKINS, W. (1983). Electrical impedance imaging of the thorax. *Journal of Microwave Power*, 18(3):245–257.

- KYRIACOU, G., KOUKOURLIS, C. et SAHALOS, J. (1993). A reconstruction algorithm of electrical impedance tomography with optimal configuration of the driven electrodes. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 12(3):430–438.
- LEVENBERG, K. (1944). A method for the solution of certain non-linear problems in least squares. *Quart. Appl. Math*, 2(2):164–168.
- LI, J., JOPPEK, C. et FAUST, U. (1996). In vivo EIT electrode system with 32 interlaced active electrodes. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 34:253–255.
- LU, L., HAMZAOUI, L., BROWN, B., RIGAUD, B., SMALLWOOD, R., BARBER, D. et MORUCCI, J. (1996). Parametric modelling for electrical impedance spectroscopy system. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 34:122–126.
- MAALOUF, K. (2001). *Tomographie d'impédance électrique par courants de Foucault*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique-Université de Montréal.
- MAILLET, R. (1947). The fundamental equations of electrical prospecting. *Geophysics*, 12:529–556.
- MARQUARDT, D. W. (1963). An algorithm for least-squares estimation of non-linear parameters. *Journal of SIAM*, 11(2):431–441.
- MILIC-EMILI, J. (1986). Static distribution of lung volumes. *Handbook of physiology, Section 3: The respiratory system*, chapitre 31, pages 561–574, American Physiological Society.
- MORUCCI, J.-P. et MARSILI, P.-M. (1996). Bioelectrical impedance techniques in medicine. Part III: Impedance imaging. second section: Reconstruction algorithms. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24:599–654.

- MORUCCI, J. P., RIGAUD, B. et SHI, Y. (1990). Tissue-equivalent rods of rubber and carbon powder. *Abstracts from the European Community Workshop on Phantoms for Electrical Impedance Tomography*.
- NEWELL, J., EDIC, P., REN, X., LARSON-WISEMAN, J. et DANYLEIKO, M. (1996a). Assessment of acute pulmonary edema in dogs by electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-43(2):133–137.
- NEWELL, J., ISAACSON, D. et BLUE, R. (1996b). Regional ventilation and perfusion assessed by electrical impedance imaging. *Proceedings of 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 780–781.
- PETEGEM, W. V., GEERAETS, B., DEHAENE, W., STEYART, M. et SANSEN, W. (1992). An open system for E.I.T. reconstruction algorithms. *Proceedings of 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1698–1699.
- RAMO, S., WHINNERY, J. R. et VAN DUZER, T. (1984). *Fields and Waves in Communication Electronics*. John Wiley and Sons.
- REDDY, J. N. (1993). *An Introduction to the Finite Element Method*. McGraw-Hill.
- RIGAUD, B. et MORUCCI, J.-P. (1996). Bioelectrical impedance techniques in medicine. Part III: Impedance imaging. first section: General concepts and hardware. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24:467–597.
- RIGAUD, B., SHI, Y., CHAUVEAU, N. et MORUCCI, J. (1993). Experimental acquisition system for impedance tomography with active electrode approach. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 31:593–599.

- ROBITAILLE, N. (2000). *Optimisation de l'instrumentation pour le monitoring respiratoire par tomographie d'impédance électrique*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique-Université de Montréal.
- SCHNEIDER, I., KIEFFEL, R., JENNINGS, D. et COURTENEY, A. (2000). Design of an electrical impedance tomography phantom using active elements. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 38:390–394.
- SHAW, G., GOUSSARD, Y. et GUARDO, R. (1993). Linearization of the forward problem in electrical impedance tomography. *Proceedings of 15th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 15:82–83.
- SMULDERS, L., JANSEN, J., VAN OOSTEROM, A. et VERSPRILLE, A. (1992). EIT measurements and static prediction of lung volume. *Proceedings of 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 1756–1757.
- TARANTOLA, A. (1987). *Inverse Problem Theory: Methods for Data Fitting and Model Parameter Estimation*. Elsevier Science.
- TOBIN, M. J. (1994). Mechanical ventilation. *The New England Journal of Medicine*, 330:1056–1061.
- TOBIN, M. J. (2001). Advances in mechanical ventilation. *The New England Journal of Medicine*, 344:1986–1996.
- TRUDELLE, S. (1995). *Évaluation de la vidange gastrique par tomographie d'impédance électrique*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique-Université de Montréal.

- TRUDELLE, S., ADLER, A. et GUARDO, R. (1995). Electrical impedance tomography: Characterization of in vitro performance. *Proceedings of the 17th Annual International Conference IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 563–564.
- VAUHKONEN, M., KARJALAINEN, P. et KAPIO, J. (1998a). A Kalman filter approach applied to the tracking of fast movements of organ boundaries. *Proceedings of 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 20:1048–1051.
- VAUHKONEN, M., KARJALAINEN, P. et KAPIO, J. (1998b). A Kalman filter approach to track fast impedance changes in electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-45(4):486–493.
- VAUHKONEN, M., LIONHEART, W. R. B., HEIKKINEN, L. M., VAUHKONEN, P. J. et KAPIO, J. P. (2001). A MATLAB package for the EIDORS project to reconstruct two-dimensional EIT images. *Physiological Measurement*, 22:107–111.
- WEBSTER, J. G. (1990). *Electrical Impedance Tomography*. Adam Hilger.
- WEXLER, A., FRY, B. et NEUMAN, M. (1985). Impedance-computed tomography algorithm and system. *Applied Optics*, 24(23):3985–3992.
- WILSON, A. J., MILNES, P., WATERWORTH, A. R., SMALLWOOD, R. H. et BROWN, B. H. (2001). Mk3.5: a modular, multi-frequency successor to the Mk3a EIS/EIT system. *Physiological Measurement*, 22:49–54.
- WOO, E. J., HUA, P., THOMPSON, W. J. et WEBSTER, J. G. (1989). 32-electrode electrical impedance tomograph - software design and static images. *Proceedings of the 11th Annual International Conference IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 455–456.

- YORKEY, T. J., WEBSTER, J. G. et THOMPCKINS, W. J. (1987a). Comparing reconstruction algorithms for electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-34(11):843–852.
- YORKEY, T. J., WEBSTER, J. G. et THOMPCKINS, W. J. (1987b). An improved perturbation technique for electrical impedance with some criticisms. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-34(11):898–901.
- ZHU, Q., LIONHEART, W. R. B., LIDGEY, F. J., MCLEOD, C. N., PAULSON, K. S. et PIDCOCK, M. K. (1993). An adaptive current tomograph using voltage sources. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-40(2):163–168.

ANNEXE I

PROGRAMME MEMTA POUR LA CONFIGURATION DE BASE

```
#####
# PATH DECLARATION #
#####
DLLPATH C:\MEMTA\DLLModules\dll ; C:\MEMTA\DLLChannels\dll

#####
# MODULES DECLARATION #
#####
#MODULE HAL          MatlabReader.dll
MODULE HAL           Tie4HAL.dll
MODULE SignalSaver   MatlabSaver.dll
MODULE Complex2Real   Complex2Real.dll
MODULE EITScope       Oscilloscope.dll
MODULE MAP            MAPReconstruction.dll
MODULE ReconstData    MatlabReader.dll
MODULE ImageViewer     MeshViewer.dll

#####
# CHANNELS DECLARATION #
#####
CHANNEL ----> MCSimple.dll
CHANNEL -[]-> MCBuffered.dll

#####
# CONNECTIONS DECLARATION #
#####

CONNECT HAL.Eit_Data      -[]-> Complex2Real.Input\
                             SignalSaver.Eit_Data
CONNECT HAL.Eit_FrameRate ----> Saver.Eit_FrameRate
CONNECT HAL.Eit_Name       ----> Complex2Real.Input_Name\
                             SignalSaver.Eit_Name

CONNECT Complex2Real.Module      ----> EITScope.Input1_Data\
                             MAP.Eit_Data
CONNECT Complex2Real.Module_Name ----> EITScope.Input1_Name
```

```

CONNECT Complex2Real.Real      ----> EITScope.Input2_Data
CONNECT Complex2Real.Real_Name ----> EITScope.Input2_Name
CONNECT Complex2Real.Imaginary ----> EITScope.Input3_Data
CONNECT Complex2Real.Imaginary_Name ----> EITScope.Input3_Name
CONNECT Complex2Real.Phase      ----> EITScope.Input4_Data
CONNECT Complex2Real.Phase_Name ----> EITScope.Input4_Name
CONNECT Complex2Real.Phase_MaxValue ----> EITScope.Input4_MaxValue

CONNECT ReconstData.Element ----> ImageViewer.Element
CONNECT ReconstData.Node      ----> ImageViewer.Node

CONNECT ReconstData.V2SigmaN25 ----> MAP.V2SigmaN25
CONNECT ReconstData.V2SigmaN50 ----> MAP.V2SigmaN50
CONNECT ReconstData.V2SigmaN100 ----> MAP.V2SigmaN100
CONNECT ReconstData.V2SigmaN200 ----> MAP.V2SigmaN200
CONNECT ReconstData.V2SigmaE25 ----> MAP.V2SigmaE25
CONNECT ReconstData.V2SigmaE50 ----> MAP.V2SigmaE50
CONNECT ReconstData.V2SigmaE100 ----> MAP.V2SigmaE100
CONNECT ReconstData.V2SigmaE200 ----> MAP.V2SigmaE200

CONNECT MAP.Sigma ----> ImageViewer.Sigma

```

ANNEXE II

PROGRAMME MEMTA POUR COMPARER DEUX
ALGORITHMES DE RECONSTRUCTION

```
#####
# PATH DECLARATION #
#####
DLLPATH C:\MEMTA\DLLModules\dll ; C:\MEMTA\DLLChannels\dll

#####
# MODULES DECLARATION #
#####
#MODULE HAL          MatlabReader.dll
MODULE HAL           Tie4BHAL.dll
MODULE SignalSaver   MatlabSaver.dll
MODULE Complex2Real   Complex2Real.dll
MODULE EITScope      Oscilloscope.dll
MODULE MAP1           MAPReconstruction.dll
MODULE MAP2           MAPReconstruction.dll
MODULE ReconstData1   MatlabReader.dll
MODULE ReconstData2   MatlabReader.dll
MODULE ImageViewer1    MeshViewer.dll
MODULE ImageViewer2    MeshViewer.dll

#####
# CHANNELS DECLARATION #
#####
CHANNEL ----> MCSimple.dll
CHANNEL -[]-> MCBuffered.dll

#####
# CONNECTIONS DECLARATION #
#####
CONNECT HAL.Eit_Data  -[]-> Complex2Real.Input\
                        SignalSaver.Eit_Data
CONNECT HAL.Eit_Name  ----> Complex2Real.Input_Name\
                        SignalSaver.Eit_Name
```

```

CONNECT Complex2Real.Module      ----> EITScope.Input1_Data\
                                     MAP1.Eit_Data\
                                     MAP2.Eit_Data
CONNECT Complex2Real.Module_Name ----> EITScope.Input1_Name
CONNECT Complex2Real.Real         ----> EITScope.Input2_Data
CONNECT Complex2Real.Real_Name    ----> EITScope.Input2_Name
CONNECT Complex2Real.Imaginary    ----> EITScope.Input3_Data
CONNECT Complex2Real.Imaginary_Name ----> EITScope.Input3_Name
CONNECT Complex2Real.Phase        ----> EITScope.Input4_Data
CONNECT Complex2Real.Phase_Name   ----> EITScope.Input4_Name
CONNECT Complex2Real.Phase_MaxValue ----> EITScope.Input4_MaxValue

CONNECT ReconstData1.Element ----> ImageViewer1.Element
CONNECT ReconstData1.Node      ----> ImageViewer1.Node

CONNECT ReconstData2.Element ----> ImageViewer2.Element
CONNECT ReconstData2.Node      ----> ImageViewer2.Node

CONNECT ReconstData1.V2SigmaN25 ----> MAP1.V2SigmaN25
CONNECT ReconstData1.V2SigmaN50 ----> MAP1.V2SigmaN50
CONNECT ReconstData1.V2SigmaN100 ----> MAP1.V2SigmaN100
CONNECT ReconstData1.V2SigmaN200 ----> MAP1.V2SigmaN200
CONNECT ReconstData1.V2SigmaE25  ----> MAP1.V2SigmaE25
CONNECT ReconstData1.V2SigmaE50  ----> MAP1.V2SigmaE50
CONNECT ReconstData1.V2SigmaE100 ----> MAP1.V2SigmaE100
CONNECT ReconstData1.V2SigmaE200 ----> MAP1.V2SigmaE200

CONNECT ReconstData2.V2SigmaN25 ----> MAP2.V2SigmaN25
CONNECT ReconstData2.V2SigmaN50 ----> MAP2.V2SigmaN50
CONNECT ReconstData2.V2SigmaN100 ----> MAP2.V2SigmaN100
CONNECT ReconstData2.V2SigmaN200 ----> MAP2.V2SigmaN200
CONNECT ReconstData2.V2SigmaE25  ----> MAP2.V2SigmaE25
CONNECT ReconstData2.V2SigmaE50  ----> MAP2.V2SigmaE50
CONNECT ReconstData2.V2SigmaE100 ----> MAP2.V2SigmaE100
CONNECT ReconstData2.V2SigmaE200 ----> MAP2.V2SigmaE200

CONNECT MAP1.Sigma ----> ImageViewer1.Sigma
CONNECT MAP2.Sigma ----> ImageViewer2.Sigma

```

ANNEXE III

PROGRAMME MEMTA POUR LA RECONSTRUCTION
D'IMAGES DE CONDUCTIVITÉS COMPLEXES

```
#####
# PATH DECLARATION #
#####
DLLPATH C:\MEMTA\DLLModules\dll ; C:\MEMTA\DLLChannels\dll

#####
# MODULES DECLARATION #
#####
MODULE HAL           MatlabReader.dll
MODULE Complex2Real1 Complex2Real.dll
MODULE EITScope      Oscilloscope.dll
MODULE ComplexMAP     ComplexMAP.dll
MODULE Complex2Real2 Complex2Real.dll
MODULE ReconstData   MatlabReader.dll
MODULE ModuleViewer   MeshViewer.dll
MODULE PhaseViewer    MeshViewer.dll
MODULE RealViewer     MeshViewer.dll
MODULE ImagViewer     MeshViewer.dll

#####
# CHANNELS DECLARATION #
#####
CHANNEL -> MCSimple.dll

#####
# CONNECTIONS DECLARATION #
#####
CONNECT HAL.Eit_Data -> Complex2Real1.Input ComplexMAP.Eit_Data
CONNECT HAL.Eit_Name -> Complex2Real1.Input_Name

CONNECT Complex2Real1.Module      -> EITScope.Input1_Data
CONNECT Complex2Real1.Module_Name -> EITScope.Input1_Name
CONNECT Complex2Real1.Real        -> EITScope.Input2_Data
CONNECT Complex2Real1.Real_Name   -> EITScope.Input2_Name
CONNECT Complex2Real1.Imaginary    -> EITScope.Input3_Data
```



```

CONNECT Complex2Real1.Imaginary_Name -> EITScope.Input3_Name
CONNECT Complex2Real1.Phase           -> EITScope.Input4_Data
CONNECT Complex2Real1.Phase_Name      -> EITScope.Input4_Name
CONNECT Complex2Real1.Phase_MaxValue  -> EITScope.Input4_MaxValue

```

```

CONNECT ReconstData.Element -> ModuleViewer.Element\
                               PhaseViewer.Element\
                               RealViewer.Element\
                               ImagViewer.Element
CONNECT ReconstData.Node    -> ModuleViewer.Node\
                               PhaseViewer.Node\
                               RealViewer.Node\
                               ImagViewer.Node

```

```

CONNECT ReconstData.V2SigmaN25 -> ComplexMAP.V2SigmaN25
CONNECT ReconstData.V2SigmaN50 -> ComplexMAP.V2SigmaN50
CONNECT ReconstData.V2SigmaN100 -> ComplexMAP.V2SigmaN100
CONNECT ReconstData.V2SigmaN200 -> ComplexMAP.V2SigmaN200
CONNECT ReconstData.V2SigmaE25  -> ComplexMAP.V2SigmaE25
CONNECT ReconstData.V2SigmaE50  -> ComplexMAP.V2SigmaE50
CONNECT ReconstData.V2SigmaE100 -> ComplexMAP.V2SigmaE100
CONNECT ReconstData.V2SigmaE200 -> ComplexMAP.V2SigmaE200

```

```

CONNECT ComplexMAP.Sigma -> Complex2Real2.Input

```

```

CONNECT Complex2Real2.Module -> ModuleViewer.Sigma
CONNECT Complex2Real2.Phase  -> PhaseViewer.Sigma
CONNECT Complex2Real2.Real   -> RealViewer.Sigma
CONNECT Complex2Real2.Imaginary -> ImagViewer.Sigma

```

ANNEXE IV

PROGRAMME MEMTA POUR COMPARER LE SYSTÈME DE
TIE À UN SPIROMÈTRE

```
#####
# PATH DECLARATION #
#####
DLLPATH C:\MEMTA\DLLModules\dll ; C:\MEMTA\DLLChannels\dll

#####
# MODULES DECLARATION #
#####
MODULE HAL          Tie4bHAL.dll
MODULE Complex2Real Complex2Real.dll
MODULE EITScope     Oscilloscope.dll
MODULE MAP          MAPReconstruction.dll
MODULE ReconstData  MatlabReader.dll
MODULE ImageViewer  MeshViewer.dll
MODULE ROIScope     Oscilloscope.dll
MODULE Spiro        Spirometer.dll

#####
# CHANNELS DECLARATION #
#####
CHANNEL ----> MCSimple.dll
CHANNEL -[]-> MCBuffered.dll

#####
# CONNECTIONS DECLARATION #
#####
CONNECT HAL.Eit_Data -[]-> Complex2Real.Input
CONNECT HAL.Eit_Name ----> Complex2Real.Input_Name

CONNECT Complex2Real.Module      -[]-> EITScope.Input1_Data\
                                   MAP.Eit_Data
CONNECT Complex2Real.Module_Name ----> EITScope.Input1_Name
CONNECT Complex2Real.Real        -[]-> EITScope.Input2_Data
CONNECT Complex2Real.Real_Name   ----> EITScope.Input2_Name
CONNECT Complex2Real.Imaginary   -[]-> EITScope.Input3_Data
```

```

CONNECT Complex2Real.Imaginary_Name ----> EITScope.Input3_Name
CONNECT Complex2Real.Phase          -[]-> EITScope.Input4_Data
CONNECT Complex2Real.Phase_Name     ----> EITScope.Input4_Name
CONNECT Complex2Real.Phase_MaxValue ----> EITScope.Input4_MaxValue

CONNECT ReconstData.Element ----> ImageViewer.Element
CONNECT ReconstData.Node      ----> ImageViewer.Node

CONNECT ReconstData.V2SigmaN25 ----> MAP.V2SigmaN25
CONNECT ReconstData.V2SigmaN50 ----> MAP.V2SigmaN50
CONNECT ReconstData.V2SigmaN100 ----> MAP.V2SigmaN100
CONNECT ReconstData.V2SigmaN200 ----> MAP.V2SigmaN200
CONNECT ReconstData.V2SigmaE25 ----> MAP.V2SigmaE25
CONNECT ReconstData.V2SigmaE50 ----> MAP.V2SigmaE50
CONNECT ReconstData.V2SigmaE100 ----> MAP.V2SigmaE100
CONNECT ReconstData.V2SigmaE200 ----> MAP.V2SigmaE200

CONNECT MAP.Sigma      -[]-> ImageViewer.Sigma

CONNECT HAL.Eit_FrameRate ----> ROIScope.Input1_SampleRate\
                                ROIScope.Input2_SampleRate
CONNECT ImageViewer.Roi1_Average -[]-> ROIScope.Input1_Data
CONNECT ImageViewer.Roi2_Average -[]-> ROIScope.Input2_Data
CONNECT ImageViewer.Roi_MaxValue ----> ROIScope.Input1_MaxValue\
                                ROIScope.Input2_MaxValue
CONNECT ImageViewer.Roi1_Name ----> ROIScope.Input1_Name
CONNECT ImageViewer.Roi2_Name ----> ROIScope.Input2_Name

CONNECT Spirometer.FlowData      -[]-> ROIScope.Input3_Data
CONNECT Spirometer.VolumeData    -[]-> ROIScope.Input4_Data
CONNECT Spirometer.FlowName      ----> ROIScope.Input3_Name
CONNECT Spirometer.VolumeName    ----> ROIScope.Input4_Name
CONNECT Spirometer.FlowMaxValue  ----> ROIScope.Input3_MaxValue
CONNECT Spirometer.VolumeMaxValue ----> ROIScope.Input4_MaxValue
CONNECT Spirometer.SampleRate    ----> ROIScope.Input3_SampleRate\
                                ROIScope.Input4_SampleRate
CONNECT Spirometer.TimeBase      ----> ROIScope.TimeBaseInSeconds

```

ANNEXE V

LEMME D'INVERSION DE MATRICE

Énoncé (Goussard, 2002) :

Soient \mathbf{A} et \mathbf{C} deux matrices carrées régulières, et \mathbf{B} et \mathbf{D} deux matrices quelconques dont les dimensions soient telles que $\dim(\mathbf{A}) = \dim(\mathbf{BCD})$. Si $\mathbf{A} + \mathbf{BCD}$ est une matrice régulière, alors :

1. $\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B}$ est une matrice régulière;
2. $(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{DA}^{-1}$.

Démonstration de la première partie :

Pour démontrer que $\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B}$ est une matrice régulière, il suffit de démontrer que son inverse existe. Si on suppose que la deuxième partie du lemme est vraie, cet inverse serait égal à $\mathbf{C} - \mathbf{CD}(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1}\mathbf{BC}$. Cette expression est légitime puisque, par hypothèse, $\mathbf{A} + \mathbf{BCD}$ est une matrice régulière. Il suffit de démontrer que le produit \mathbf{P} suivant est égal à la matrice identité \mathbf{I} .

$$\begin{aligned}
 \mathbf{P} &= (\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})(\mathbf{C} - \mathbf{CD}(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1}\mathbf{BC}) \\
 \mathbf{P} &= \mathbf{I} + \mathbf{D}(\mathbf{A}^{-1} - (\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{BCD}(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1})\mathbf{BC} \\
 \mathbf{P} &= \mathbf{I} + \mathbf{D}(\mathbf{A}^{-1} - (\mathbf{I} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{BCD})(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1})\mathbf{BC} \\
 \mathbf{P} &= \mathbf{I} + \mathbf{D}(\mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1})\mathbf{BC} \\
 \mathbf{P} &= \mathbf{I} + \mathbf{D}(\mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1})\mathbf{BC} \\
 \mathbf{P} &= \mathbf{I}
 \end{aligned}$$

Démonstration de la deuxième partie :

Pour démontrer la deuxième partie du lemme, il suffit de démontrer que le produit \mathbf{P} suivant est égal à la matrice identité \mathbf{I} .

$$\mathbf{P} = (\mathbf{A} + \mathbf{BCD})(\mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{DA}^{-1})$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} + \mathbf{B}(\mathbf{C} - (\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})^{-1} - \mathbf{CDA}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})^{-1})\mathbf{DA}^{-1}$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} + \mathbf{B}(\mathbf{C} - (\mathbf{I} + \mathbf{CDA}^{-1}\mathbf{B})(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})^{-1})\mathbf{DA}^{-1}$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} + \mathbf{B}(\mathbf{C} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B})^{-1})\mathbf{DA}^{-1}$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} + \mathbf{B}(\mathbf{C} - \mathbf{C})\mathbf{DA}^{-1}$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I}$$